

E.T.S. de Ingeniería Industrial,
Informática y de Telecomunicación

Influencia y compensación del retraso en el control predictivo de un inversor trifásico



Grado en Ingeniería
en Tecnologías Industriales

Trabajo Fin de Grado

Andrea Eslava Sabuqui

Javier Samanes y Leyre Rosado

Pamplona, 10 de junio de 2021

upna
Universidad Pública de Navarra
Nafarroako Unibertsitate Publikoa

RESUMEN

Este Trabajo de Fin de Grado tiene por objeto estudiar y simular el control predictivo de las corrientes de un inversor trifásico. Este tipo de controladores son sensibles a los retrasos que existen dentro de los lazos de control, como son el periodo de computación, filtros de medida, retrasos de comunicación... En este trabajo serán estudiados y compensados los retrasos existentes, con el fin de mejorar la respuesta del control. Para ello, inicialmente será diseñado un control lineal convencional formado por un controlador PI y una modulación PWM, los resultados obtenidos con dicho control serán usados para realizar una comparación con el control predictivo. Como herramienta de simulación se utilizará el entorno Simulink de Matlab.

Palabras claves: control de corriente inversor, control predictivo, retrasos

ABSTRACT

The aim of this final degree project is to study and simulate the predictive control of the currents of a three-phase inverter. This type of controllers are sensitive to the delays that exist within the control loops, such as the sampling period, measurement filters, communication delays... In this project the existing delays will be studied and compensated, in order to improve the control performance. To do this, initially a conventional linear control consisting of a PI controller and PWM modulation will be designed, the results obtained with this control technique will be used to make a comparison with the model predictive control. Matlab's Simulink environment will be used as a simulation tool.

Keywords: inverter current control, predictive control, delays

ÍNDICE

1.	INTRODUCCIÓN.....	1
1.1.	RELEVANCIA DE LAS ENERGÍAS RENOVABLES Y LA ELECTRÓNICA DE POTENCIA.....	1
1.2.	CONVERTIDOR TRIFÁSICO CONECTADO A RED	2
1.3.	INTRODUCCIÓN A LAS TÉCNICAS DE CONTROL	3
1.3.1.	<i>Control lineal</i>	3
1.3.2.	<i>Control predictivo</i>	4
1.4.	OBJETIVOS	4
2.	CONTROL PREDICTIVO.....	5
2.1.	FUNDAMENTOS TEÓRICOS.....	5
2.2.	IMPLEMENTACIÓN.....	8
2.3.	RESULTADOS DE SIMULACIÓN	10
3.	COMPENSACIÓN DE RETRASOS	15
3.1.	TIPOS DE RETRASOS.....	15
3.2.	COMPENSACIÓN DE LA CORRIENTE DE REFERENCIA	16
3.3.	COMPENSACIÓN DE RETRASOS	17
3.3.1.	<i>Compensación de retrasos múltiplos del periodo de muestreo</i>	17
3.3.2.	<i>Compensación de retrasos no múltiplos del periodo de muestreo</i>	19
3.3.3.	<i>Resultados de la simulación</i>	20
3.4.	COMPENSACIÓN DEL RETRASO DEL FILTRO DE MEDIDA.....	23
3.4.1.	<i>Resultados de la simulación</i>	25
4.	COMPARATIVA ENTRE EL CONTROL LINEAL Y EL PREDICTIVO.....	31
4.1.	DISEÑO DEL CONTROL LINEAL.....	31
4.2.	RESULTADOS DE LA SIMULACIÓN	32
5.	CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS.....	36

ÍNDICE FIGURAS

Figura 1.	Estructura de un inversor trifásico.....	3
Figura 2.	Esquema de un inversor trifásico conectado a red.....	5
Figura 3.	Estructura de conexión a red del inversor trifásico.....	6
Figura 4.	Esquema del control predictivo de un inversor trifásico.....	6
Figura 5.	Esquema del inversor trifásico conectado a red y valores de los elementos.....	9
Figura 6.	Resultado de la simulación del seguimiento de la corriente de la fase A del control predictivo sin compensación de retrasos.....	11
Figura 7.	Resultado de la simulación de la predicción de las corrientes de la fase A sin compensación de retrasos.	12
Figura 8.	Resultado de la simulación de las funciones de coste y los estados de conmutación sin compensación de retrasos.....	13
Figura 9.	Análisis de la selección de estado de conmutación óptimo sin compensación de retrasos..	14
Figura 10.	Análisis de la selección de estado de conmutación óptimo con compensación de la corriente de referencia.	17
Figura 11.	Línea de tiempo de la compensación de retrasos múltiplos de T_m para una única fase.	18
Figura 12.	Línea de tiempo de la compensación de retrasos no múltiplos de T_m para una única fase.	19
Figura 13.	Comparación del THD de la corriente de la fase a con compensación y sin compensación de retrasos para diferentes tiempos de retrasos normalizados.	21
Figura 14.	Contenido armónico de la corriente de la fase a con compensación y sin compensación de retrasos para diferentes tiempos de retrasos.....	21
Figura 15.	Comparación de la respuesta dinámica con compensación y sin compensación de retrasos para un retraso de T_m	22
Figura 16.	Análisis de la selección de estado de conmutación óptimo con compensación de la corriente de referencia y compensación de retrasos.....	23
Figura 17.	Diagrama de Bode de la función de transferencia del filtro de corriente.....	24
Figura 18.	Diagrama de Bode de la función de transferencia del filtro de tensión.....	25
Figura 19.	Comparación del THD de la corriente de la fase a cuando esta es filtrada y cuando no.	26
Figura 20.	Contenido armónico de la corriente de la fase a con un retraso de T_m sin ninguna compensación, compensando el retraso de T_m y compensando el retraso de T_m y el del filtro de la corriente.	27
Figura 21.	Análisis de la selección de estado de conmutación óptimo con compensación de la corriente de referencia y compensación del retraso T_m y compensación del retraso del filtro de corriente.	28
Figura 22.	Contenido armónico de la corriente de la fase a con un retraso de T_m+T_d sin ninguna compensación, compensando el retraso de T_m+T_d y compensando el retraso de T_m+T_d y el del filtro de la corriente.	29
Figura 23.	Análisis de la selección de estado de conmutación óptimo con compensación de la corriente de referencia y compensación del retraso T_m+T_d y compensación del retraso del filtro de corriente.	30
Figura 24.	Tensiones de control de las tres fases y señal triangular para la modulación PWM.....	31
Figura 25.	Esquema del control lineal de la corriente en lazo cerrado.....	32
Figura 26.	Comparación del comportamiento dinámico entre el control lineal y el predictivo.....	33
Figura 27.	Diagrama de Bode de la perturbación de la red.....	34
Figura 28.	Comparación del contenido armónico entre en control lineal y el predictivo para distintos tiempos de retraso.....	35

1. INTRODUCCIÓN

En la actualidad, el sector eléctrico es uno de los pilares fundamentales de cualquier economía desarrollada. El suministro de energía eléctrica es esencial para el funcionamiento de la sociedad y su precio es un factor decisivo de la competitividad de buena parte de la economía [1]. Es por eso por lo que los avances tecnológicos de la industria eléctrica son estratégicos en el desarrollo económico de cualquier país. Un claro ejemplo de ello, es el lugar estratégico de la transición energética en el fondo europeo Next Generation, el mayor paquete de estímulo jamás financiado a través del presupuesto de la UE.

1.1. Relevancia de las energías renovables y la electrónica de potencia

La integración de las energías renovables en los sistemas energéticos nacionales viene desarrollándose desde finales del siglo XX. No fue hasta la aparición de los convertidores electrónicos de potencia que pudo darse el salto al desarrollo de grandes plantas de generación renovable. Los convertidores son clave para la conexión de las energías renovables a la red. En el sector eólico, la aparición de los convertidores permitió diseñar aerogeneradores de velocidad variable, mejorando así su eficiencia. Por otro lado, la conexión de la energía fotovoltaica a la red no podría haber dado sin el dispositivo apropiado para la conversión de corriente continua (DC) a corriente alterna (AC).

Europa se ha marcado el objetivo de la descarbonización total para el año 2050. Para ello es vital prescindir totalmente de combustibles fósiles y consolidar un sistema de generación eléctrica basado en las energías renovables y limpias.

Con el aumento de las energías renovables, hoy en día la electrónica de potencia se ha convertido en una pieza clave de la generación eléctrica. Un convertidor eléctrico tiene la capacidad de modificar la tensión y la corriente eléctrica que recibe, transformándola de tal forma que sea apta para el uso al que esté destinada. Para ello, son utilizados dispositivos semiconductores de potencia los cuales mediante el control de su conmutación, pueden lograr la conversión deseada. Por lo tanto, las técnicas de control son vitales para el adecuado funcionamiento y la eficacia de los convertidores y, por ende, para las energías renovables.

Para lograr la neutralidad climática fijada por Europa para el año 2050 es necesaria una total reestructuración del sistema de generación eléctrico actual. Este deberá estar basado 100% en las energías renovables y ello presenta ciertos retos para asegurar la calidad del suministro. Es conocida la falta de almacenamiento en

nuestro sistema eléctrico pero gracias a las centrales convencionales, que poseen la capacidad de ser gestionables, hoy en día es posible cubrir la curva generación demanda con una alta fiabilidad. Sin embargo, la entrada de las energías renovables, las cuales no son gestionables y generan una potencia muy variable, crean la necesidad de almacenaje. En la actualidad, en el campo de las energías renovables, las baterías de litio se ven como la solución principal al problema de la gestión de la energía generada. Estas baterías almacenan corriente continua, por lo que para que esta pueda ser inyectada a la red es necesaria una conversión a AC por medio de un inversor trifásico. En el caso de la energía eólica, también será necesario la conversión de AC a DC para poder cargar la batería, hecho que la energía fotovoltaica no exige debido a que genera corriente continua.

La electrónica de potencia no solo es utilizada en aplicaciones relacionadas con las energías renovables. Actualmente está presente en la mayoría de los sectores: industrial, doméstico, servicios, transporte, generación y transporte de energía eléctrica, aeroespacial... Es utilizada para el control de cualquier máquina eléctrica.

Hoy por hoy, el 17% [2] de la energía total mundial es eléctrica. Pero gracias a la electrificación de cargas previsto en el contexto de la transición energética, su uso se verá incrementado drásticamente. En consecuencia, la electrónica de potencia pasará a ser una tecnología imprescindible. La electrificación del consumo mejora la eficiencia y permite la utilización de energías limpias donde hoy en día no es posible, por ejemplo, el coche eléctrico.

1.2. Convertidor trifásico conectado a red

Existen múltiples topologías de convertidores según la forma de la señal de entrada y la acción de transformación deseada. Uno de los más utilizados en el ámbito de las energías renovables es el inversor trifásico. Este dispositivo es capaz de cambiar una tensión de entrada de corriente continua a una tensión de salida de corriente alterna de cualquier frecuencia y amplitud. En la conexión a red de generadores fotovoltaicos es utilizado para convertir la corriente continua generada en corriente alterna. Asimismo, es una tecnología muy empleada en la generación eólica, puesto que forma parte de la configuración del convertidor back to back.

Un inversor trifásico está compuesto por tres células elementales de conmutación. Debido a que solo es necesaria la reversibilidad en corriente es suficiente con un interruptor de tres segmentos. El interruptor que se emplea está formado por un IGBT y un diodo en antiparalelo. Cada interruptor llevará asociado un driver, quien se hará responsable de acondicionar las ordenes de disparo de los IGBTs. Cada rama del inversor estará formada por dos interruptores con sus correspondientes drivers, los cuales actuarán de forma complementaria. La Figura 1 muestra la estructura de un inversor trifásico.

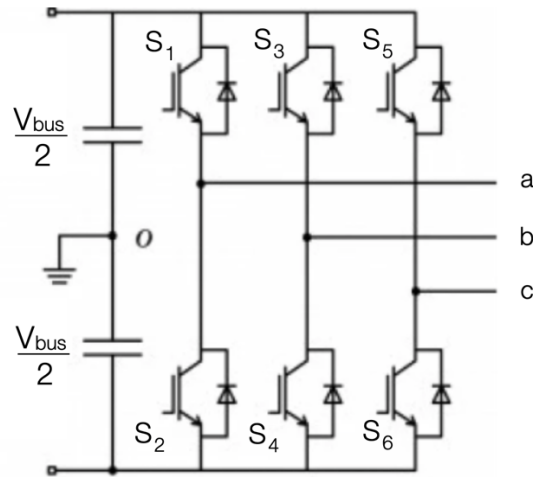


Figura 1. Estructura de un inversor trifásico.

1.3. Introducción a las técnicas de control

A través de diferentes técnicas se controla la acción de conmutación de los semiconductores de potencia del convertidor, con el fin de lograr una estrategia de conversión deseada como por ejemplo: transformar de DC a AC, variar la frecuencia.... Los primeros controles se realizaron de forma analógica, en cambio hoy en día, la gran mayoría de los controles se implementan digitalmente. Hay muchos tipos de controles variables, desde controles de espacio de estado, que utilizan retroalimentación de estado hasta topologías de control más complejas.

El control de un inversor trifásico conectado a la red tiene como objeto cumplir las consignas de potencia inyectada a la red. La red es una fuente de tensión alterna que puede considerarse ideal gracias a los generadores síncronos, los cuales mantienen un voltaje fijo entre sus terminales con independencia de la carga conectada. De este modo, la potencia inyectada dependerá únicamente de la corriente. La corriente del inversor vendrá impuesta por los estados de conmutación de los IGBTs. Es por esto que, siguiendo una referencia de corriente, el control coordinará el encendido y apagado de cada rama del inversor, logrando así inyectar la potencia deseada.

Actualmente, la técnica mas empleada es el control lineal aunque en los últimos años, el control predictivo se ha propuesto como una alternativa interesante para el control de convertidores de potencia y accionamientos.

1.3.1. Control lineal

Este control lineal escalar está formado por un controlador PI y una modulación PWM. Un controlador PI es un dispositivo que permite controlar un sistema en lazo cerrado para que alcance el estado de salida deseado. La parte

integral elimina el error en permanente a frecuencia de 0 Hz y la proporcional aumenta la velocidad de respuesta del sistema. El controlador recibe la corriente medida y de referencia, y aplicando la acción PI al error calcula las tensiones de control. A partir de la comparación entre las tensiones de control y una señal triangular de frecuencia conocida se generan las funciones de conexión F1, F2 y F3, que toman valores 1 y -1. Finalmente, las funciones se aplican a los drivers que controlan a los IGBT.

1.3.2. Control predictivo

Desde la década de 1980 el Model Predictive Control (MPC) ha sido un método avanzado de control utilizado por las refinerías de petróleo e industrias químicas. En los últimos años, también se ha estudiado como solución para controlar la corriente de los convertidores electrónicos de potencia. Esta técnica de control consiste en aplicar un modelo matemático que describe el comportamiento del inversor, para poder predecir el funcionamiento futuro y así poder controlarlo. La ventaja de este tipo de control es la capacidad de anticipar eventos futuros y tomar acciones de control en consecuencia, con dinámicas más rápidas que las del control lineal.

1.4. Objetivos

El principal objetivo de este trabajo de fin de grado es el estudio de la influencia y la compensación de los retrasos en el control predictivo de un inversor trifásico. En este sentido, el presente trabajo consistirá en la construcción del modelo del sistema de control predictivo por medio del entorno Simulink de Matlab. Una vez construido el modelo, se procederá al análisis del funcionamiento del control para comprender su comportamiento y establecer una técnica de compensación de retrasos. Igualmente serán estudiadas las diferentes fuentes de los principales retrasos que afectan al comportamiento del control. Tras el análisis de los retrasos, el proyecto tiene como objetivo final definir las principales diferencias entre el control predictivo y el lineal.

2. CONTROL PREDICTIVO

Esta técnica de control hace uso de un modelo de tiempo discreto de todo el sistema, para predecir su comportamiento futuro para cada una de las combinaciones de conmutación disponibles. El objetivo del control será la elección óptima del estado de conmutación que minimice el error de seguimiento de la referencia de corriente.

2.1. Fundamentos teóricos

En primer lugar, será necesario definir el modelo del inversor trifásico conectado a red según el esquema de la Figura 2. Por lo tanto, el sistema constará de una fuente de tensión continua dividida en dos, 6 IGBTs y 6 diodos en antiparalelo que forman el puente en H, una inductancia por cada fase y tres fuentes de tensión alterna que representarán la red.

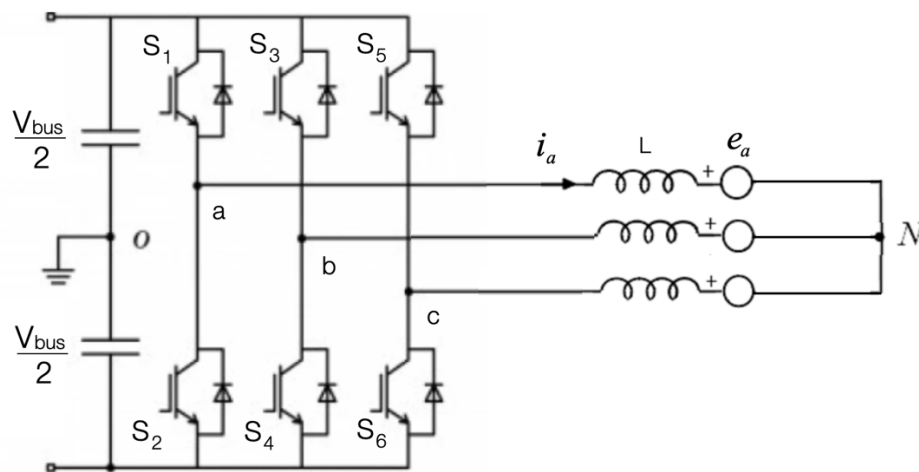


Figura 2. Esquema de un inversor trifásico conectado a red.

El valor de la inductancia serie dependerá de la estructura de conexión a red del inversor trifásico. Como se puede observar en la Figura 3 la conexión se realizará por medio de un filtro y un transformador. El filtro paso bajo eliminará el ruido de alta frecuencia que el inversor genere al conmutar, disminuyendo significativamente el rizado de la corriente de salida del inversor. A continuación, el transformador proporcionará seguridad, asegurará la no inyección de corriente continua a la red y limitará las corrientes de modo común. Además, podrá ser aprovechado para elevar la tensión generada hasta la tensión de red. Ambos elementos serán modelizados por medio de una inductancia. Por último, será añadida una tercera inductancia para simbolizar el comportamiento inductivo de la

línea. Por lo tanto, la inductancia serie de la Figura 2 será la suma de las tres inductancias descritas en la Figura 3.

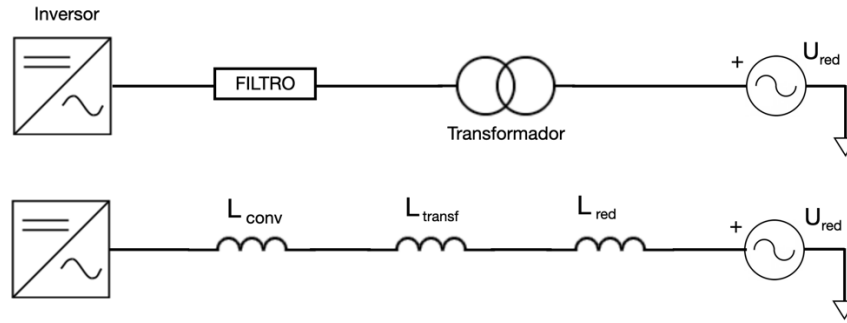


Figura 3. Estructura de conexión a red del inversor trifásico.

El esquema del control predictivo de la corriente se muestra en la Figura 4, y consta de los siguientes pasos [3]:

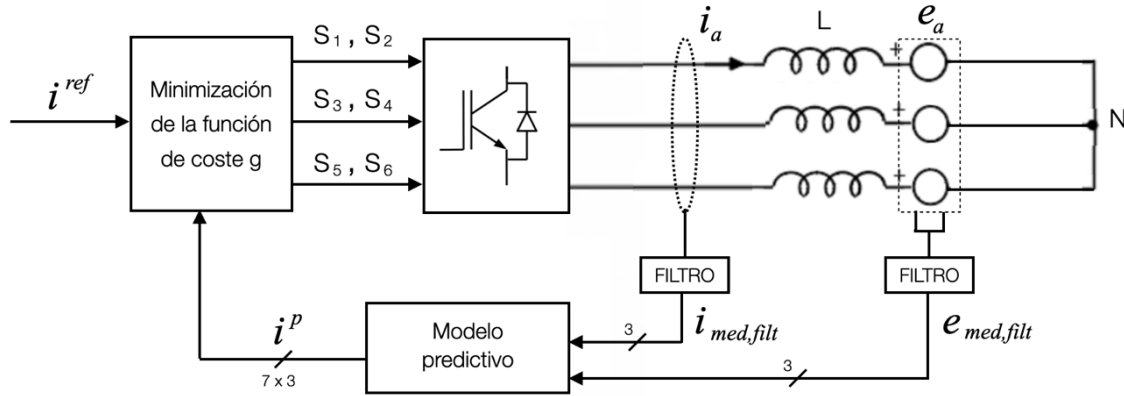


Figura 4. Esquema del control predictivo de un inversor trifásico.

1. Medición y filtrado de las corrientes (i_a, i_b, i_c) y tensión de red de las tres fases (e_a, e_b, e_c).
2. Predicción de las corrientes para el siguiente instante de muestreo en los 7 posibles estados ($i_a^{0p}, i_a^{1p}, i_a^{2p}, i_a^{3p}, i_a^{4p}, i_a^{5p}, i_a^{6p}, \dots, i_c^{6p}$).
3. Evaluación de la función de coste para los 7 posibles estados. ($g_0, g_1, g_2, g_3, g_4, g_5, g_6$).
4. Minimización de la función de coste (g_{min}).
5. Selección del estado de conmutación según la función de coste mínima ($S_1, S_2, S_3, S_4, S_5, S_6$).

En el caso del control de corriente, la función de coste se definirá como el error entre la corriente de referencia y las corrientes predichas para un estado de conmutación dado, y se expresa como

$$g = |i_a^{ref} - i_a^p| + |i_b^{ref} - i_b^p| + |i_c^{ref} - i_c^p| \quad (1)$$

donde i_a^{ref} , i_b^{ref} y i_c^{ref} son las corrientes de referencia de cada fase y i_a^p , i_b^p y i_c^p son las corrientes de fase del inversor predichas para el instante futura $k+1$, siendo k el instante en el cual se aplican las ordenes de disparo. Por lo tanto, surge la necesidad de predecir las corrientes en un instante futuro, por lo que se tendrá que lograr la expresión para su cálculo según el modelo del sistema.

Una vez presentado el sistema, será posible obtener una expresión para la predicción de la corriente. Debido a que la caída de tensión en una inductancia es proporcional a la derivada de la corriente respecto al tiempo, según (2) serán relacionados las tensiones del sistema, la inductancia y la derivada de la corriente.

$$v_a = L \frac{di_a}{dt} + e_a \quad (2)$$

La derivada será discretizada mediante la aproximación de Euler, considerando un tiempo de muestreo T_m logrando así la ecuación (3).

$$\frac{di}{dt} \approx \frac{i(k+1) - i(k)}{T_m} \quad (3)$$

Combinando ambas ecuaciones finalmente se logrará la expresión para la predicción de la corriente en un horizonte de tiempo definido como T_m , quedando la siguiente expresión (4).

$$i^p(k+1) = i(k) + \frac{T_m}{L} (v(k) - e(k)) \quad (4)$$

Por lo tanto, la corriente en el instante futuro $k+1$ dependerá de la corriente y tensión de red medidas, $i(k)$ y $e(k)$, y de la tensión del inversor, $v(k)$, todas ellas en el instante k .

La tensión a la salida del convertidor dependerá de las conmutaciones de cada rama. Mediante las estrategias de control se controlarán las órdenes de disparo de los IGBTs. En la Tabla 1 son definidas las 8 configuraciones de conmutaciones posibles. Los parámetros S_1 , S_3 y S_5 describen la conmutación de cada rama. Por ejemplo, cuando S_1 valga 1 significará que el IGBT superior de la rama 1 está conduciendo y si vale 0 será el inferior el que lo este haciendo.

Tabla 1. Estados de conmutación posibles y tensiones de salida del inversor correspondientes.

ESTADOS	S_1	S_3	S_5	V_{aN}	V_{bN}	V_{cN}
0	0	0	0	0	0	0
1	1	0	0	$\frac{+2V_{ent}}{3}$	$\frac{-V_{ent}}{3}$	$\frac{-V_{ent}}{3}$
2	1	1	0	$\frac{+V_{ent}}{3}$	$\frac{+V_{ent}}{3}$	$\frac{-2V_{ent}}{3}$
3	0	1	0	$\frac{-V_{ent}}{3}$	$\frac{+2V_{ent}}{3}$	$\frac{-V_{ent}}{3}$
4	0	1	1	$\frac{-2V_{ent}}{3}$	$\frac{+V_{ent}}{3}$	$\frac{+V_{ent}}{3}$
5	0	0	1	$\frac{-V_{ent}}{3}$	$\frac{-V_{ent}}{3}$	$\frac{+2V_{ent}}{3}$
6	1	0	1	$\frac{+V_{ent}}{3}$	$\frac{-2V_{ent}}{3}$	$\frac{+V_{ent}}{3}$
7	1	1	1	0	0	0

En los estados 0 y 7 las tensiones logradas en las tres fases son nulas. A fin de simplificar las operaciones a realizar los estos estados serán agrupados en un único estado llamado 0, es por esto a partir de ahora se pasará de tener 8 estados a 7.

Al disponer de 7 estados de conmutación posibles, la tensión a la salida del convertidor tendrá 7 posibilidades. De este modo, se lograrán las 7 corrientes predichas. Evaluando la función de coste en los diferentes estados posibles se seleccionará el estado de conmutación que minimizará la función de coste. Este proceso se repetirá cada periodo de muestreo considerando las nuevas señales medidas.

2.2. Implementación

Antes que nada, deberán definirse los parámetros del convertidor como se muestra en la Figura 5, los cuales serán constantes durante todas las simulaciones:

- Tensión eficaz de línea de la red= 3200 V
- Tensión de bus = 5500 V
- Inductancia de línea = 1,2 mH
- Frecuencia de conmutación = 1000 Hz

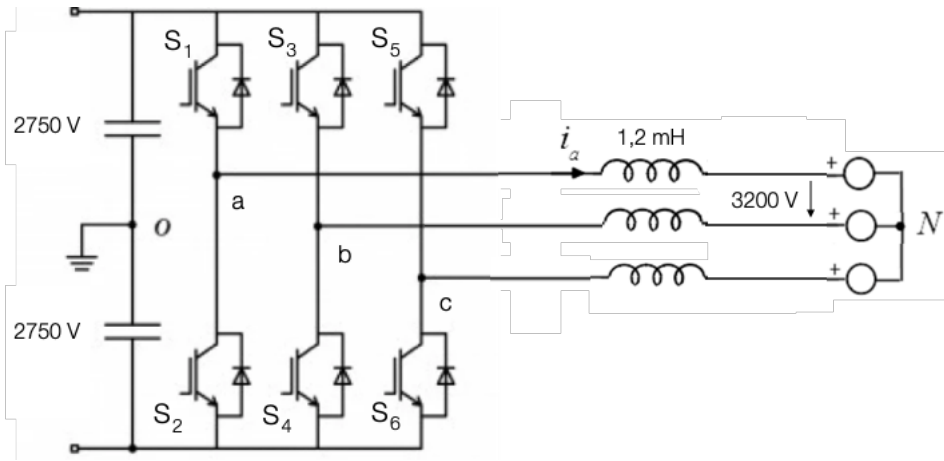


Figura 5. Esquema del inversor trifásico conectado a red y valores de los elementos.

Sin embargo, parámetros como el tiempo de muestreo, tiempo de simulación, frecuencias de filtrado o corrientes de referencia podrían variar según las necesidades del caso a estudiar.

El sistema de control implementado será digital debido a su rapidez, exactitud y versatilidad respecto al analógico. En vista que la corriente y la tensión de red serán señales continuas estas deberán de discretizarse. Siguiendo el teorema de muestreo de Nyquist-Shannon, se requiere que la señal analógica sea muestreada al menos dos veces su frecuencia máxima siendo recomendable una frecuencia 10 – 20 veces superior. Teniendo en cuenta que las variables medidas tendrán una frecuencia de 50 Hz, la frecuencia mínima de muestreo será de 100 Hz. Dicha frecuencia de muestreo será definida en apartados siguientes.

Una vez muestreadas, las señales serán filtradas afectando así a la calidad del control. Una frecuencia alta de filtrado hará que su efecto sea prácticamente inapreciable, introduciendo excesivo ruido en el sistema de control. Una frecuencia baja, sin embargo, filtraría totalmente la señal, pero introduciendo retrasos. Por lo tanto, deberá encontrarse un equilibrio entre ambos extremos. Este efecto será estudiado en apartados siguientes.

Las corrientes de referencia serán tres señales senoidales desfasadas 120° en secuencia directa. La amplitud de los senos será definida a partir de las consignas de potencia siguiendo la ecuación (5), donde P es la referencia de potencia activa, v_{red} la tensión de línea de la red e i^{ref} el valor pico de la corriente de referencia. Todo ello para el caso en el que se trabaja con un FP unitario.

$$i^{ref} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot \frac{P}{v_{red}} \quad (5)$$

2.3. Resultados de simulación

Para las simulaciones será utilizado el entorno Simulink de Matlab, el cual proporciona un entorno gráfico interactivo para modelar, simular y analizar sistemas dinámicos. En la simulación del sistema se combinarán los bloques de diagramas que dispone la librería Simscape de Simulink con el lenguaje de programación en C.

A continuación, se muestran los resultados de la simulación realizada, considerando los parámetros del sistema fijados anteriormente y los siguientes parámetros pendientes de definir.

- Frecuencia de muestreo = 6000 Hz
- Frecuencia de corte del filtro de corriente = 600 Hz
- Frecuencia de corte del filtro de tensión = 2600 Hz
- Potencia inyectada a la red = 10 MW

La razón por la que la frecuencia de filtrado de la corriente es menor a la de la tensión es debido a que el rizado esperado en la corriente es mucho mayor al esperado en la tensión. El MPC puede imponer una alta cantidad de conmutaciones por lo que la corriente tenderá a tener un mayor rizado. La tensión de red sin embargo es más estable y robusta.

Para la generación de la corriente de referencia ha sido empleada la ecuación (5) teniendo en cuenta la consigna de potencia y la tensión de red. Dicho esto, a la amplitud de las corrientes de referencia se les ha dado un valor pico de 2550A aproximadamente para generar la potencia nominal.

Por último, cabe mencionar que si el tiempo de cálculo es significativo en comparación con el tiempo de muestreo, habrá un retraso entre el instante en que se miden las corrientes y el instante de aplicación del nuevo estado de conmutación. En el siguiente apartado se profundizará más sobre los retrasos y sus efectos.

La Figura 6 muestra la simulación del seguimiento de la corriente a la referencia de la fase A. Se observa que la dinámica del control es buena, prácticamente ambas corrientes están en fase. Sin embargo, se aprecia un rizado considerable que distorsiona la onda senoidal. Para poder entender en profundidad los resultados de la simulación se procederá a la presentación de estos en cada paso del control explicados en el apartado anterior.

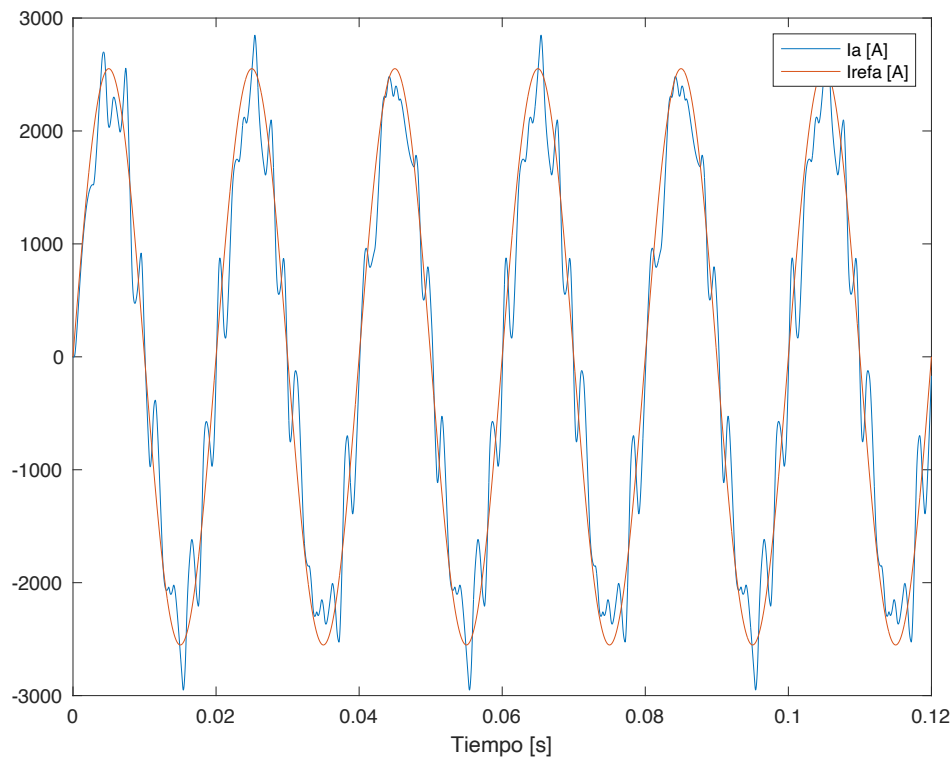


Figura 6. Resultado de la simulación del seguimiento de la corriente de la fase A del control predictivo sin compensación de retrasos.

Primeramente, después del muestreo de las señales, han sido estimadas las corrientes futuras en los 7 estados de conmutación posibles. En la Figura 7 se muestran estas corrientes para la fase A. En ellas se observa la tendencia senoidal que impone la corriente de referencia. Además, se puede apreciar que para un instante de tiempo solo son visibles 5 corrientes diferentes, esto se debe a los estados definidos en la Tabla 1. En ella se puede ver que las posibles tensiones de salida solamente son 5 aunque los estados sean 7 en la fase A: 0 , $\frac{-V_{ent}}{3}$, $\frac{-2V_{ent}}{3}$, $\frac{+2V_{ent}}{3}$ y $\frac{+V_{ent}}{3}$.

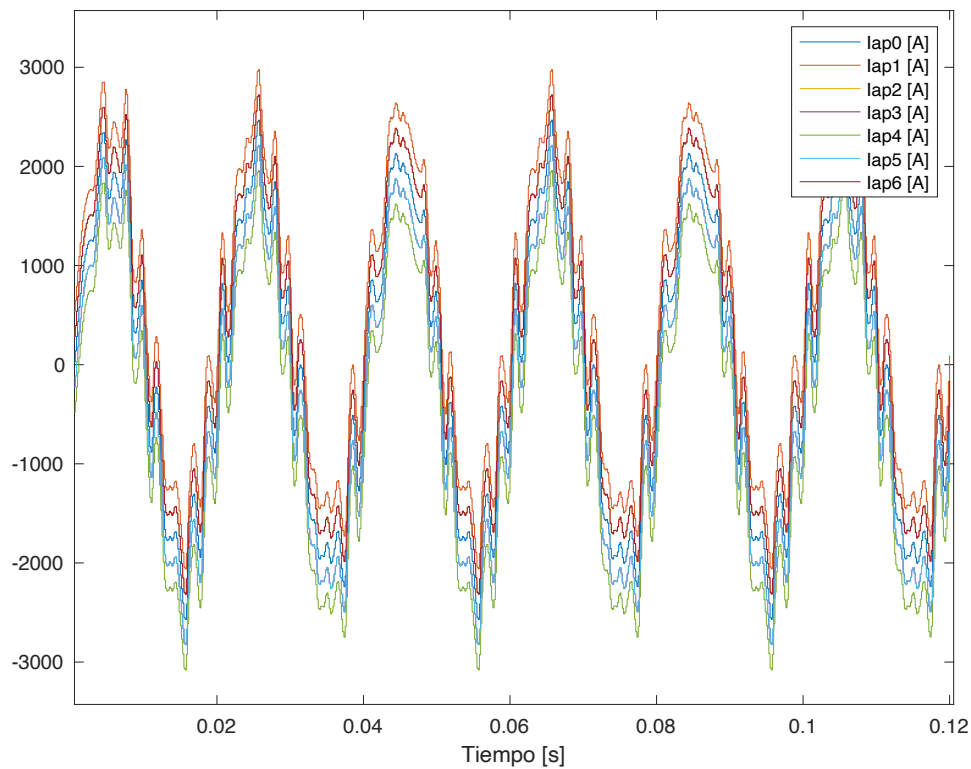


Figura 7. Resultado de la simulación de la predicción de las corrientes de la fase A sin compensación de retrasos.

Una vez obtenidas las predicciones de las corrientes se ha evaluado la función de coste, logrando así 7 funciones de coste diferentes. Después se ha seleccionado el estado de conmutación según la función de coste mínima, lo cual se muestra en la Figura 8. En esta figura puede apreciarse como el control selecciona en todo momento la función de coste mínima y envía las ordenes de disparo de los IGBTs. Por ejemplo, en el segundo 0.1001 se puede ver que la función de coste mínima pertenece al estado uno y en consecuencia $S_1=1$, $S_3=0$ y $S_5=0$, por lo que el control funciona como se esperaba.

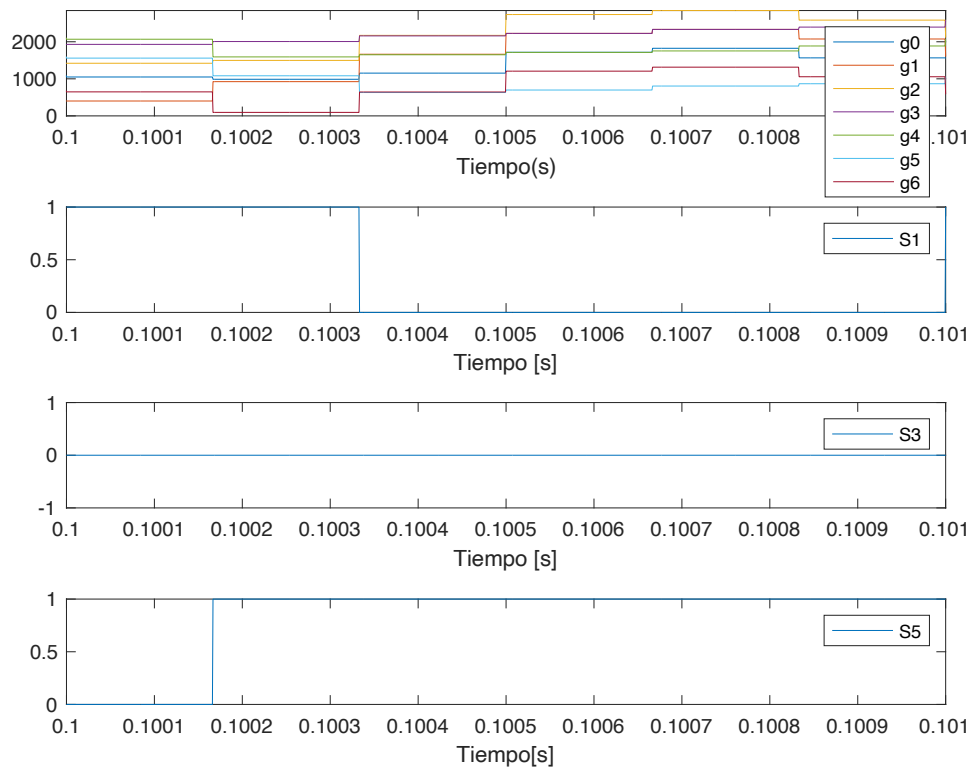


Figura 8. Resultado de la simulación de las funciones de coste y los estados de conmutación sin compensación de retrasos.

Por ultimo, se añade la Figura 9 en la que han sido graficadas la corriente de la fase a, la corriente de referencia, las 7 corrientes estimadas y la corriente correspondiente al estado de conmutación óptimo. En ella se quiere hacer ver como la corriente de la fase a se aleja considerablemente de las corrientes estimadas. En principal causante de este fallo es el retraso de conmutación. La falta de compensación del tiempo usado para realizar los cálculos conlleva un desfase temporal entre el tiempo de actuación previsto y el real. Mediante la compensación de este retraso y otros que no se han tenido en cuenta en esta simulación se solucionaría este error, logrando una estimación de las corrientes más precisa. En el siguiente apartado serán analizados en profundidad los posibles retrasos existentes, sus efectos y la compensación de ellos.

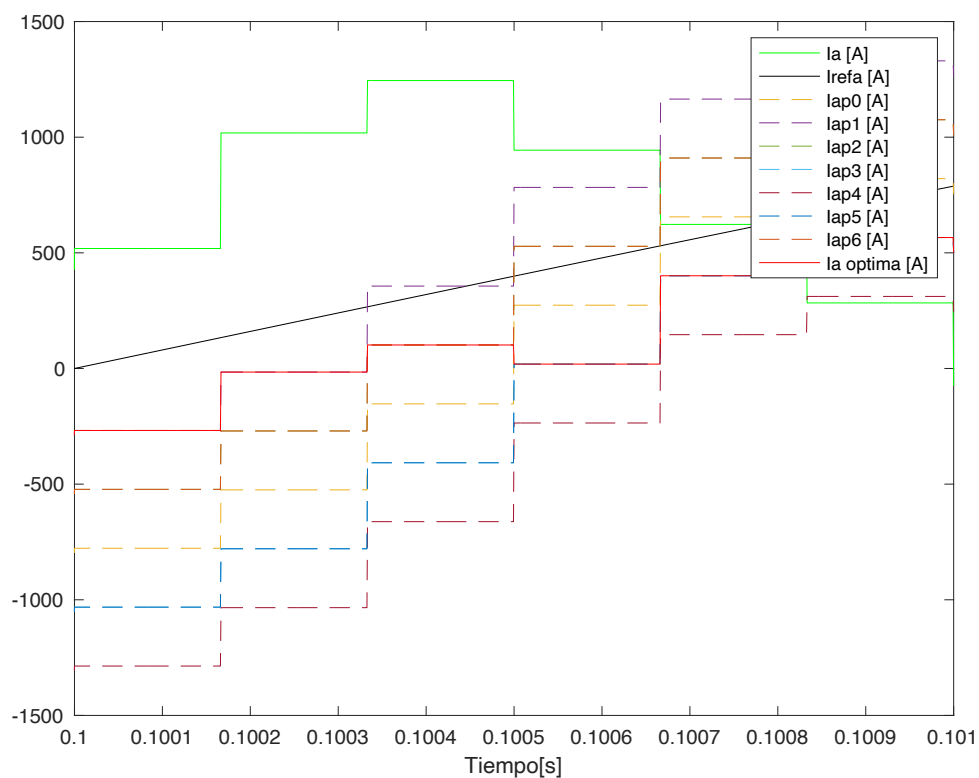


Figura 9. Análisis de la selección de estado de conmutación óptimo sin compensación de retrasos.

3. COMPENSACIÓN DE RETRASOS

Como ha podido observarse en la Figura 9, la existencia de retrasos debilita la robustez del control y aumenta considerablemente el rizado de la corriente. Para evitar este efecto se procederá a la compensación de los diferentes retrasos. Por lo tanto, en este apartado serán estudiadas las consecuencias de compensar los retrasos y de no hacerlo.

3.1. Tipos de retrasos

En la práctica las limitaciones físicas del inversor provocan un retraso de tiempo entre el muestreo de las mediciones y la aplicación de la nueva posición del interruptor. Las fuentes de retrasos más importantes y frecuentes se pueden resumir de la siguiente manera [4]:

- *Retraso de captación.* Las señales medidas suelen ser muestreadas a una frecuencia de muestreo fija. La conversión de analógico a digital incurre en un retraso de tiempo.
- *Retraso de comunicación uplink.* Las medidas digitales se transmiten a una unidad computacional, como una matriz de puertas programables en campo (FPGA), un procesador de señales digitales (DSP) o una unidad central de procesamiento (CPU).
- *Retraso de computación.* El algoritmo de control predictivo se ejecuta en la unidad de cálculo. El cálculo de la nueva posición del interruptor requiere un número de ciclos de reloj específico del algoritmo de control, que van desde decenas de ciclos en una FPGA con algoritmo computacionalmente simple hasta decenas de miles de ciclos. Los recursos computacionales a menudo se comparten con otros procesos, como los lazos de control externos y las tareas de monitoreo, que reducen la potencia computacional disponible para el controlador predictivo y aumentan el retardo del cálculo. Si algunas de las variables de estado o controladas no se pueden medir, primero se debe ejecutar un observador para reconstruirlas, lo que aumenta aún más el retraso de cálculo. Como resultado, los retrasos de 10 μ s son comunes incluso para controladores predictivos simples.
- *Retraso de comunicación downlink.* La posición del interruptor recién calculada se envía de vuelta al inversor a través de un downlink, incurriendo en otro retraso en la comunicación.

La suma de todos los retrasos suele ascender a varias decenas de microsegundos en una configuración de electrónica de alta potencia. Normalmente los más significativos suelen ser los retrasos de comunicación, captación y computación. A consecuencia de estos retrasos el control se verá deteriorado por lo que será necesario compensarlos. Para ello habrá que cuantificarlos con exactitud, en este caso, teniendo en cuenta las características del control y el dispositivo de programación. Los retrasos serán los siguientes:

- Retraso de computación = $T_m = 166,6\mu s$
- Retraso de captación = $39\mu s$
- Retraso de comunicación (uplink + downlink) = $36\mu s$

En función de si la suma total de los retrasos es múltiplo del tiempo de muestreo o no el método de compensación variará ligeramente.

3.2. Compensación de la corriente de referencia

Esta técnica de control se basa en la anticipación de sucesos futuros y en la toma de acciones de control en consecuencia. Por lo tanto, el objetivo de este es minimizar el error de seguimiento en un horizonte de tiempo futuro concreto. Para ello se estiman las posibles corrientes en un instante de tiempo $k+1$, pero hasta ahora han sido comparadas con una corriente de referencia en el instante k . Compensando la referencia y valorándola en el instante $k+1$ según la ecuación (6) se puede apreciar una leve mejoría en el funcionamiento del control. Para tiempos de muestreos grandes esta compensación será mas notable y por el contrario para tiempos pequeños puede despreciarse.

$$i^{ref}(k+1) = i^{ref} \cdot \text{sen}(2\pi \cdot \text{frec} \cdot (k + T_m)) \quad (6)$$

En este caso el periodo de muestreo es lo suficientemente grande como para que la compensación de la corriente de referencia suponga una mejora notoria. En la Figura 9 podía apreciarse como las corrientes estimadas tenían una desviación considerable respecto a la corriente de referencia. En cambio, al compensar la referencia como se muestra en la Figura 10, puede apreciarse como las corrientes estimadas tienen un seguimiento a la referencia mejor.

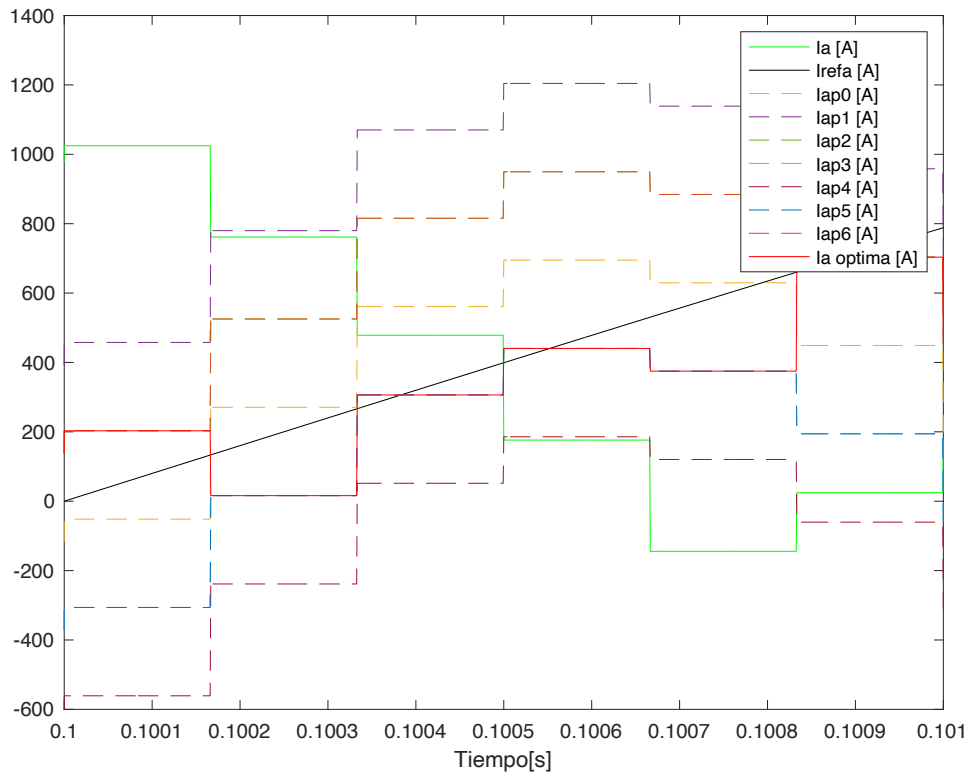


Figura 10. Análisis de la selección de estado de conmutación óptimo con compensación de la corriente de referencia.

3.3. Compensación de retrasos

Este tipo de técnicas de control necesita una gran cantidad de cálculos, en comparación con un esquema de control clásico. Esto hace que el tiempo de cálculo sea considerable y el retraso entre las mediciones y la actuación puede causar algunos problemas si no se considera.

3.3.1. Compensación de retrasos múltiples del periodo de muestreo

Conociendo que el retraso de computación es el mayor de todos los retrasos, el resto ha sido despreciado en primer análisis. Por lo tanto, el retraso que poseen las señales muestreadas será igual al periodo de muestreo. La Figura 11 representa el proceso de compensación para un instante de tiempo concreto llamado k .

1. Muestreo de las señales medidas y filtradas, i_{k-1} y e_{k-1} .
2. Memorización del estado de conmutación en el instante $k-1$, S_{k-1} .
3. Compensación del retraso de computación según (7) y (8), i_k y e_k .
4. Predicción de las corrientes para el instante $k+1$ en los 7 posibles estados, a partir de la corriente y tensión compensadas.
5. Evaluación de la función de coste para los 7 posibles estados.

6. Minimización de la función de coste.
7. Selección del estado de conmutación según la función de coste mínima.

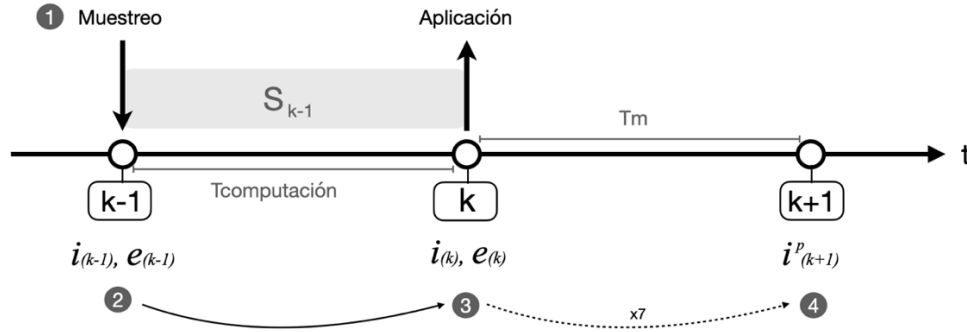


Figura 11. Línea de tiempo de la compensación de retrasos múltiples de T_m para una única fase.

Para la compensación de la corriente en el instante k será utilizada la ecuación(7). Para esta estimación es necesario conocer el estado de conmutación en el instante anterior. Por otro lado, para la estimación de la tensión de red en el instante k se usará la ecuación (8). En ella aparece el valor de la tensión de fase de red, definida como $3200/\sqrt{3}$ V, la frecuencia de la red que en este caso será 50Hz, k el instante de tiempo en el que se quiere estimar la tensión y un ángulo ϕ . Este ángulo hace referencia al posible desfase en el momento de conexión. Imponiendo la conexión al momento en el que el desfase es nulo podría desprejarse este ángulo. El desfase se considerará nulo en el momento en el que la tensión es nula y su tendencia es creciente.

$$i(k) = i(k-1) + \frac{T_m}{L} (v(S_{k-1}) - e(k-1)) \quad (7)$$

$$e(k) = v_{red} \cdot \text{sen}(2\pi \cdot \text{freq} \cdot k + \phi) \quad (8)$$

En el caso en el que el retraso sea mayor que T_m habrá que repetir los pasos 2 y 3 tantas veces como sea necesario. Por ejemplo, si el retraso tiene un valor de $2T_m$ se aplicarán los pasos 2 y 3 dos veces, una vez para pasar las señales medidas del instante $k-2$ al $k-1$ y otra para pasarlas de $k-1$ a k . Después se ejecutarán los siguientes pasos, desde el 3 hasta el 7.

3.3.2. Compensación de retrasos no múltiplos del periodo de muestreo

En este caso, sin embargo, se considerarán los retrasos de computación, comunicación y captación. La suma de los tres aplicará un retraso de $241.6 \mu s$ en las señales, el cual no es múltiplo del tiempo de muestreo. Este retraso será definido como $T_m + T_d$, siendo T_d $75 \mu s$. De este modo la Figura 12 muestra la técnica para la compensación de este tipo de retrasos. Primero, será compensado el retraso de T_d y a continuación el de T_m como se ha explicado en el punto 3.3.1. El número de pasos respecto al caso anterior aumenta ligeramente pasando de 7 a 9.

1. Muestreo de las señales medidas y filtradas, las cual poseen un retraso de T_d , i_{k-1-Td} y e_{k-1-Td} .
2. Memorización del estado de conmutación en el instante $k-2$, S_{k-2} .
3. Compensación del retraso de captación y comunicación según (9) y (10), i_{k-1} y e_{k-1} .
4. Memorización del estado de conmutación en el instante $k-1$, S_{k-1} .
5. Compensación del retraso de computación según (7) y (8), i_k y e_k .
6. Predicción de las corrientes para el instante $k+1$ en los 7 posibles estados, a partir de la corriente y tensión compensadas.
7. Evaluación de la función de coste para los 7 posibles estados.
8. Minimización de la función de coste.
9. Selección del estado de conmutación según la función de coste mínima.

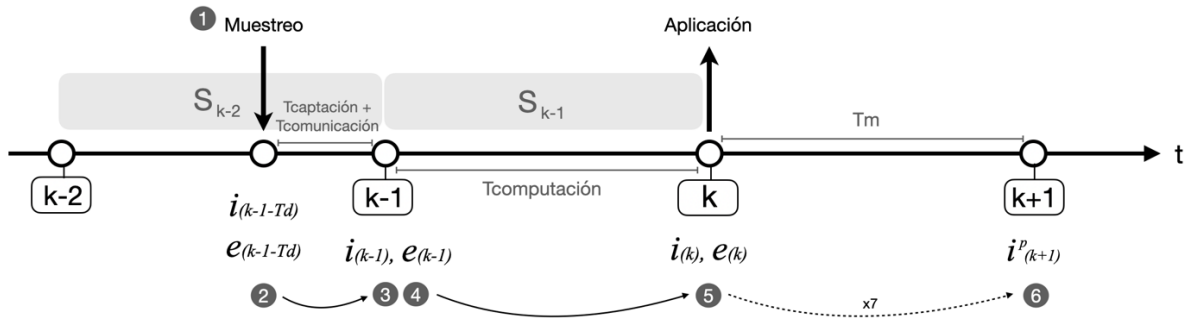


Figura 12. Línea de tiempo de la compensación de retrasos no múltiplos de T_m para una única fase.

Una vez muestreado, primero se compensará el retraso de T_d y después el de T_m . De modo que en los pasos 2 y 3 se realizará la compensación de T_d y para ello serán utilizadas las ecuaciones (10) y (10). A continuación, se seguirá con el procedimiento de compensación de retrasos múltiplo del tiempo de muestreo. Cabe destacar que en este caso será necesario memorizar el estado de conmutación de los dos instantes de tiempo anteriores.

$$i(k-1) = i(k-1-T_d) + \frac{T_d}{L}(v(S_{k-2}) - e(k-1-T_d)) \quad (9)$$

$$e(k-1) = v_{red} \cdot \text{sen}(2\pi \cdot \text{frec} \cdot (k-1-T_d) + \varphi) \quad (10)$$

3.3.3. Resultados de la simulación

Para analizar el efecto de la compensación de retrasos se han analizado 4 casos con diferentes tiempos de retrasos: T_m , $T_m + T_d$, $2T_m$ y $2T_m + T_d$. Dos de ellos han sido compensados con el procedimiento explicado en el punto 3.3.1 y los otros dos con el del 3.3.2.

Para facilitar la comparación de la distorsión armónica de cada corriente será empleada la distorsión armónica total. El THD (Total Harmonic Distortion) es una medida de la distorsión armónica presente en una señal y se define como el cociente entre la suma de las corrientes de todos los componentes armónicos y la corriente a la frecuencia fundamental. El rango de frecuencia escogidas irá desde 50 Hz hasta 5000 Hz. La expresión (11) muestra la ecuación que será utilizada para el calculo del THD.

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{100} I_n^2}}{I_1} \quad (11)$$

La Figura 13 muestra la comparación de la distorsión armónica total de la corriente de la fase a con compensación y sin compensación de retrasos para los 4 casos. En ella se observa como cuando los retrasos no son compensados, el THD aumenta proporcionalmente con el incremento del retraso. Podría decirse que dicho incremento posee una tendencia lineal ascendente. Cuando los retrasos son compensados, sin embargo, la tendencia se parece más a una recta horizontal, es decir, que mas o menos el THD se mantiene constante. Además, la distorsión armónica disminuye por lo que el rizado de la corriente se reduce. En conclusión, respecto a los armónicos podría decirse que al compensar los retrasos el THD baja a valores cercanos al 8% independientemente del retraso. La Figura 14 muestra el efecto de la compensación de retrasos en el espectro armónico de la corriente. Dicha figura reafirma que al compensar los retrasos tanto de computación, captación como comunicación los armónicos disminuyen.

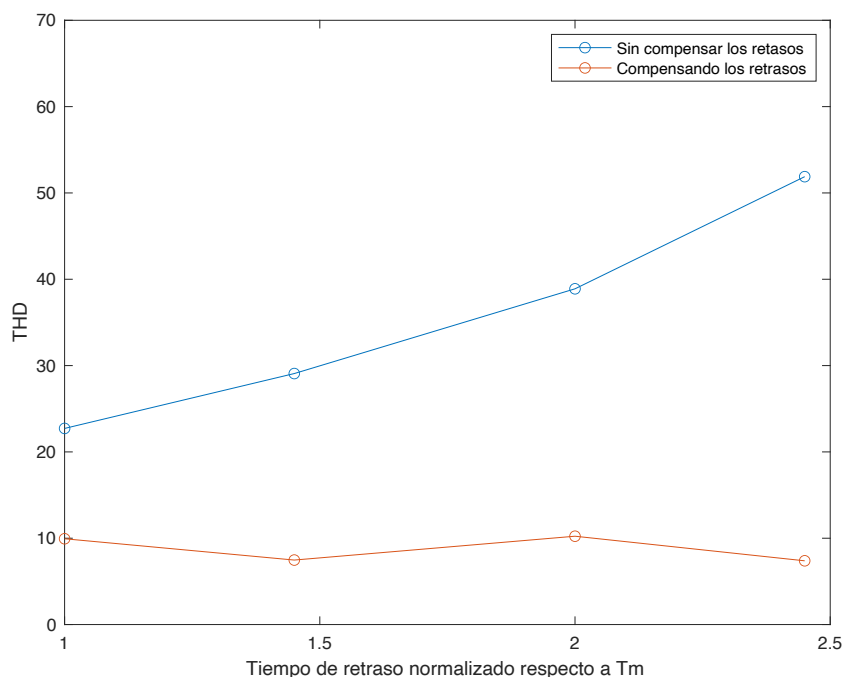


Figura 13. Comparación del THD de la corriente de la fase a con compensación y sin compensación de retrasos para diferentes tiempos de retrasos normalizados.

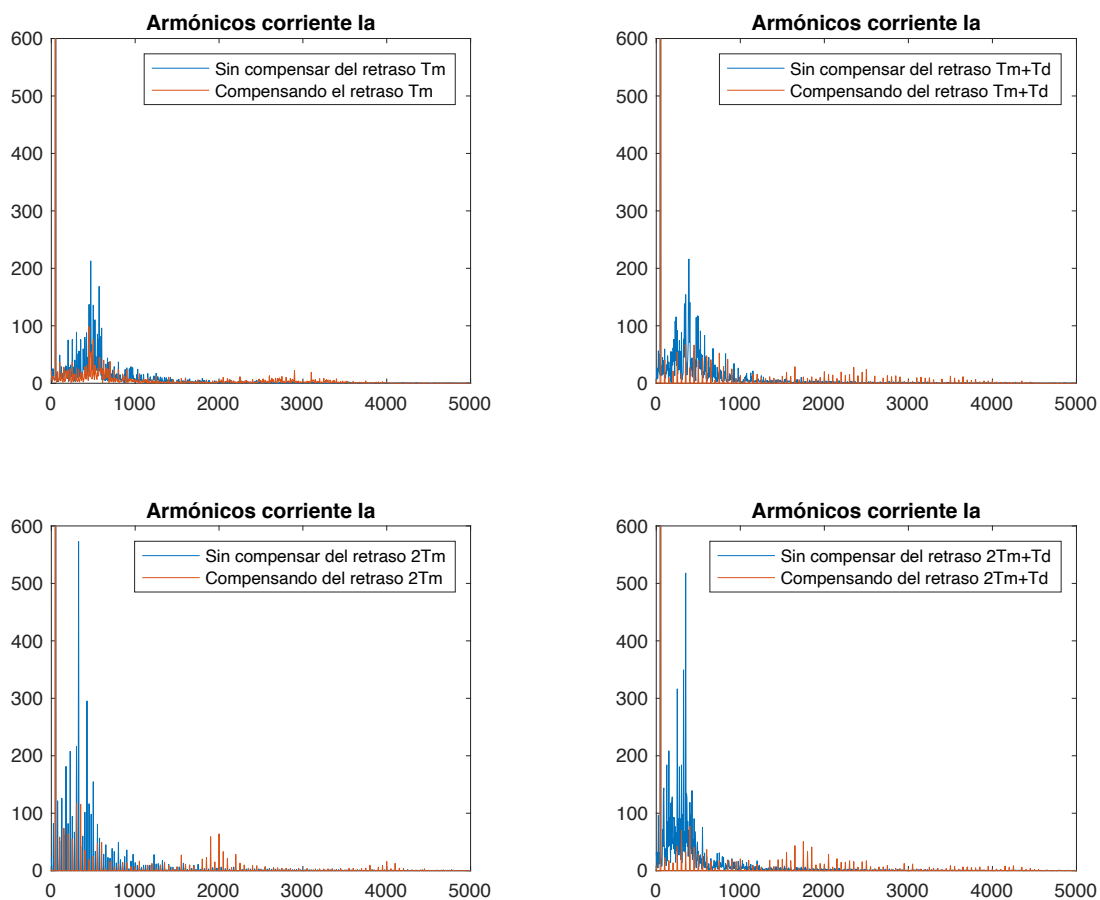


Figura 14. Contenido armónico de la corriente de la fase a con compensación y sin compensación de retrasos para diferentes tiempos de retrasos.

Por otro lado, respecto a la respuesta dinámica mostrada en la Figura 15 no hay evidencias claras de mejora al compensar los retrasos. Prácticamente el control es igual de rápido frente a variaciones de referencia y las únicas diferencias destacables son debido al rizado que ha sido analizado en la Figura 13

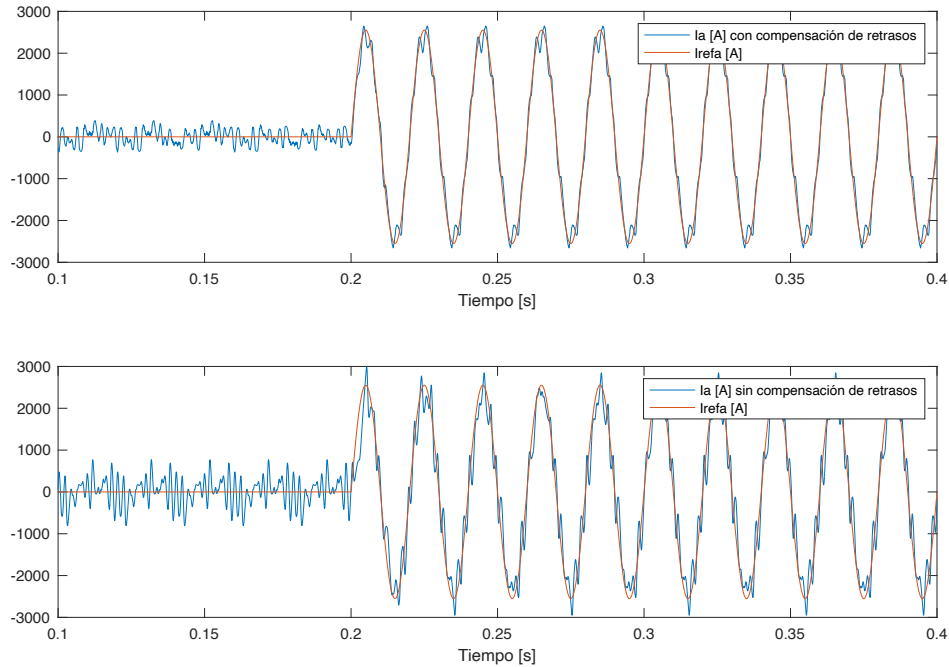


Figura 15. Comparación de la respuesta dinámica con compensación y sin compensación de retrasos para un retraso de T_m .

Finalmente, al comparar la Figura 16 y la Figura 10 puede apreciarse como al compensar los retrasos, la desviación entre la corriente de la fase a y la corriente estimada disminuye considerablemente. Aun así, sigue existiendo una desviación significativa entre ambas, por lo que podría concluirse que existen otros retrasos que afectan al control.

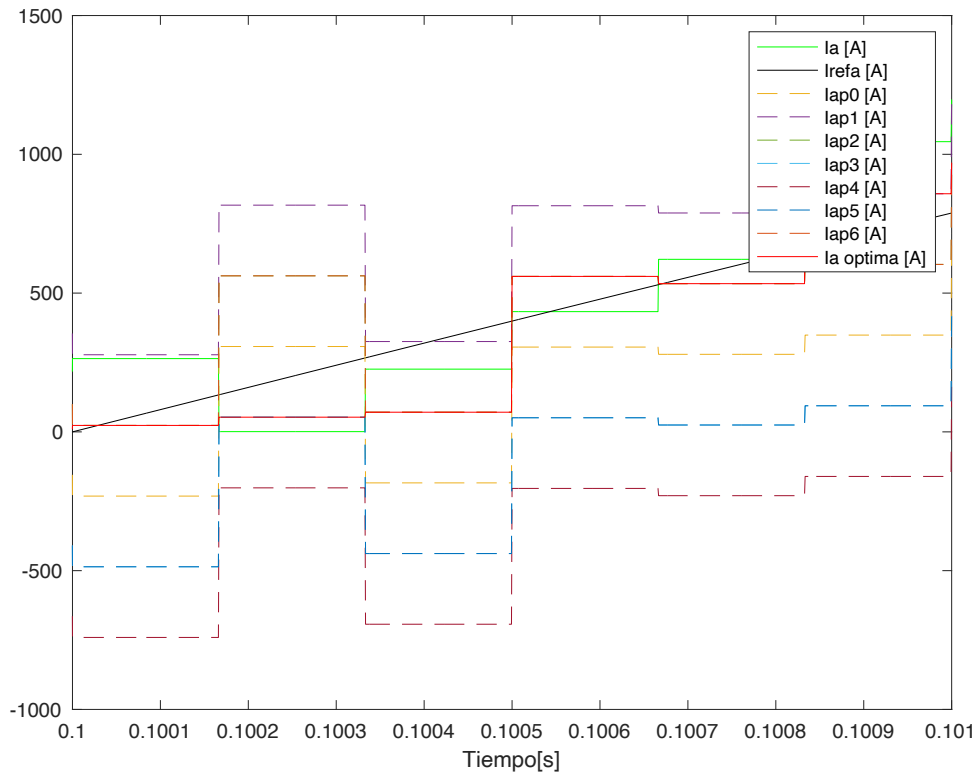


Figura 16. Análisis de la selección de estado de conmutación óptimo con compensación de la corriente de referencia y compensación de retrasos.

3.4. Compensación del retraso del filtro de medida

Las señales de corriente y tensión de red serán muestreadas y después filtradas para reducir el ruido que se introduce en el control. Serán empleados filtros de paso bajo, los cuales atenúan las señales cuyas frecuencias sean superiores a la frecuencia de corte y deja pasar sin problemas a las señales con frecuencias inferiores a las de corte. Sin embargo, estos filtros introducen un retraso dependiente de la frecuencia de filtrado.

Por medio del diagrama de Bode es posible estudiar la respuesta del sistema ante entradas senoidales de distinta frecuencia. En este caso solo será necesario analizar el comportamiento a la frecuencia de 50 Hz para determinar el retraso introducido por el filtro a esta frecuencia. Para ello se modelizará el filtro según la ecuación (12), siendo τ la inversa de la frecuencia angular.

$$\text{Filtro}(s) = \frac{1}{\tau s + 1} \quad (12)$$

La frecuencia de corte del filtro de corriente deberá ser de un valor relativamente bajo para que pueda filtrar gran parte del rizado de la corriente. Previamente la frecuencia de filtrado ha sido fijada a 600 Hz. Como puede verse en

la Figura 17 la fase a 50 Hz es de -4.76° , lo que supondrá un retraso de $264.4 \mu\text{s}$. Este retraso se sumará al resto de retrasos y serán compensados siguiendo el procedimiento explicado en el apartado 3.3.2. En la figura, además, se muestra como esta aproximación del retraso es fiable hasta frecuencias cercanas a los 200 Hz. En este caso, como se va a trabajar a 50 Hz esta aproximación es aceptable.

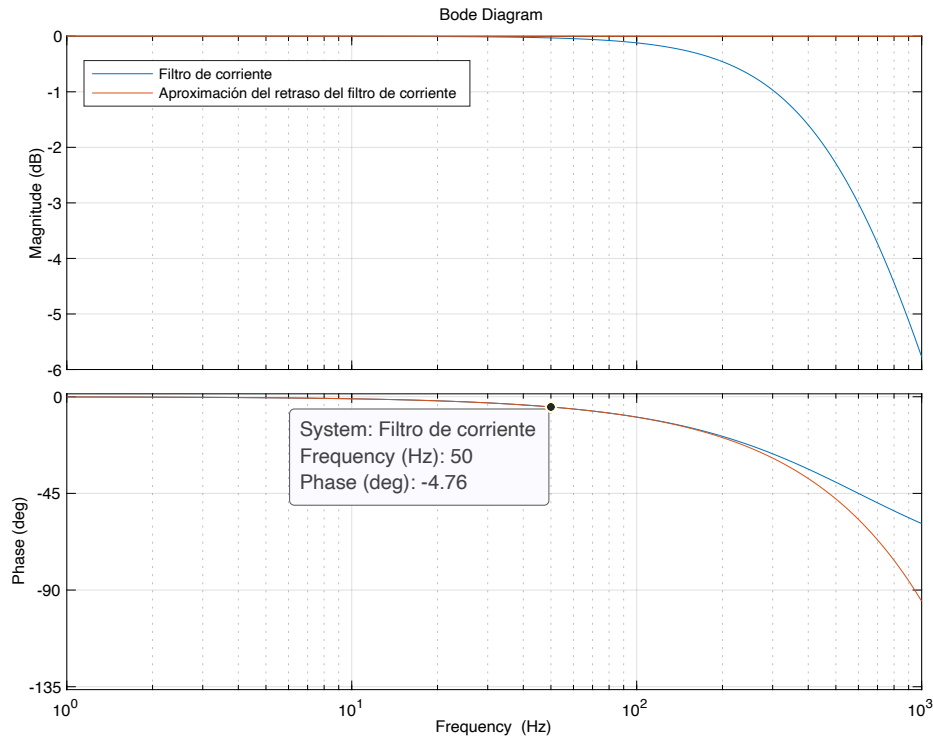


Figura 17. Diagrama de Bode de la función de transferencia del filtro de corriente.

La frecuencia del filtro de tensión por el contrario deberá ser de un valor relativamente alto ya que el rizado de la tensión de red es prácticamente inapreciable. Anteriormente la frecuencia de filtrado ha sido fijada a 2600 Hz. Como muestra la Figura 18 la fase a 50 Hz es de -1.1° , este desfase puede ser despreciado debido a su pequeño valor.

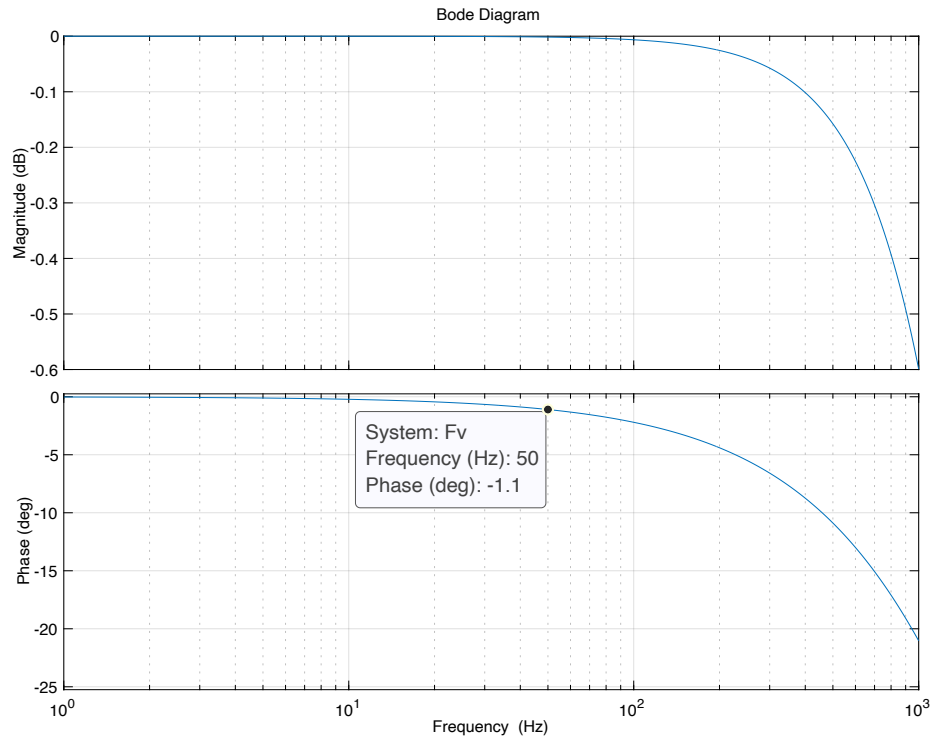


Figura 18. Diagrama de Bode de la función de transferencia del filtro de tensión.

3.4.1. Resultados de la simulación

Antes de analizar la compensación del retraso introducido por el filtro de corriente se ha querido observar la influencia de la frecuencia de filtrado en el sistema de control. Para ello, se han comparado el THD de la corriente a dos frecuencias de filtrado diferentes: una a $F_i=600$ Hz y $F_v=2600$ Hz y la otra a $F_i=6000$ Hz y $F_v=6000$ Hz. El primer caso es el que ha sido estudiado hasta ahora, en el segundo se han incrementado las frecuencias con el fin de minimizar el efecto de filtrado. Como puede verse en la Figura 19 el contenido armónico de la corriente disminuye al bajar la frecuencia de filtrado. Por otro lado, puede intuirse como el filtro no afecta de igual manera a todos los casos de retrasos. Existe un pequeño aumento del THD cuando el tiempo de retraso es múltiplo del tiempo de muestreo.

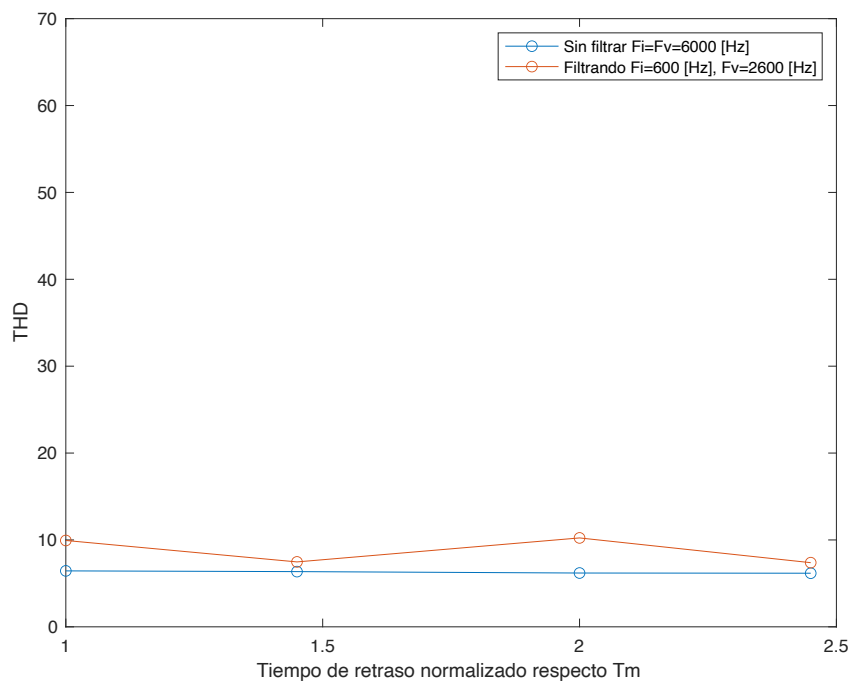


Figura 19. Comparación del THD de la corriente de la fase a cuando esta es filtrada y cuando no.

Al percibirse diferencias en el efecto del filtro de corriente según el periodo de retraso, serán analizados dos casos diferentes: el primero cuando el retraso es múltiplo del periodo de muestreo y el segundo cuando el retraso no es múltiplo del periodo de muestreo.

En primer lugar, es analizado el caso en el que el retraso de computación es el único significativo y este tiene un valor de $166.66 \mu s$, el mismo valor que el periodo de muestreo. A este retraso se le suma el del filtro de la corriente, por lo que la corriente tendría un desfase total de $431.11 \mu s$. Este retraso será tipificado como $2T_m + T_d$, siendo T_d $97.77 \mu s$. La compensación de este retraso se realizará según la técnica explicada en el punto 3.3.2.

En la Figura 20 son presentados los contenidos armónicos para 3 tres análisis diferentes: sin ningún tipo de compensación de retrasos, compensando el retraso de computación; y compensando el retraso de computación y el retraso del filtro de corriente. Puede apreciarse como al compensar el retraso del filtro de corriente la amplitud de los armónicos decae considerablemente y los interarmónicos se vuelven inapreciables. Igualmente, el THD disminuye desde un 9.9384% hasta un 6.8119%.

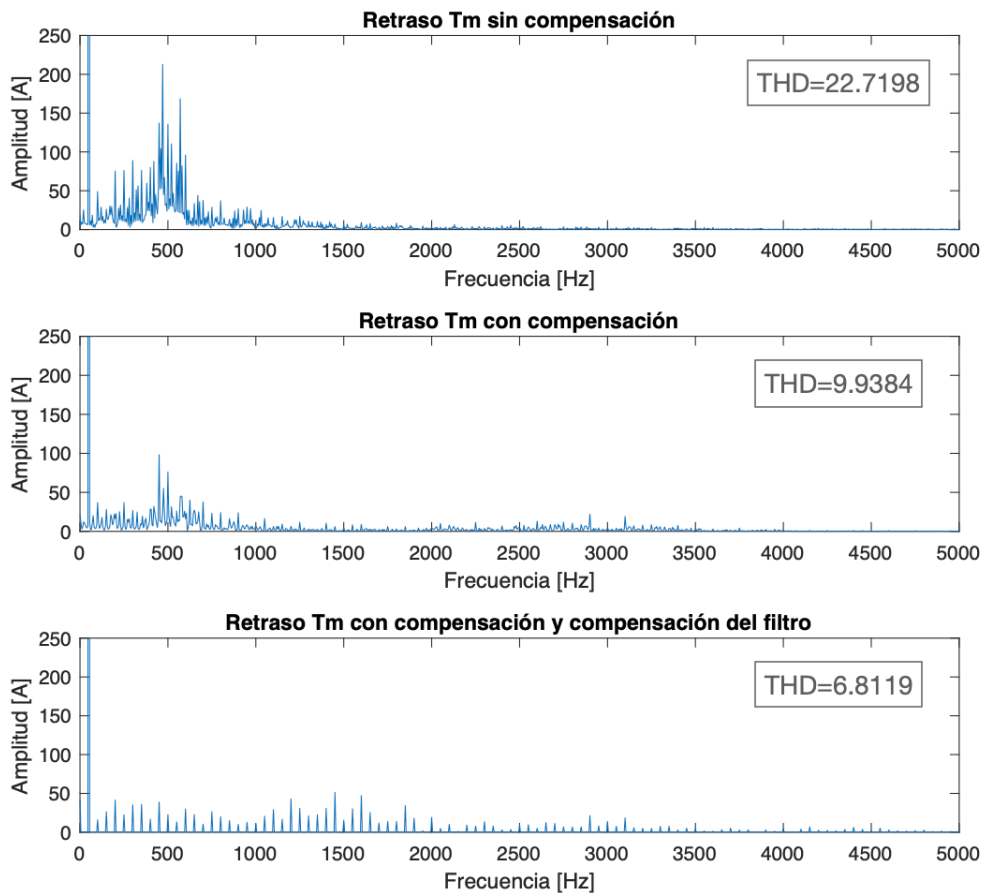


Figura 20. Contenido armónico de la corriente de la fase a con un retraso de T_m sin ninguna compensación, compensando el retraso de T_m y compensando el retraso de T_m y el del filtro de la corriente.

Por último, comparando la Figura 21 con la Figura 16 puede verse una notable mejora de la predicción de las corrientes en el instante $k+1$. La compensación del retraso del filtro hace que el error entre las corrientes estimadas y la real sea mínimo, por lo que el error de seguimiento de la referencia mejora significativamente.

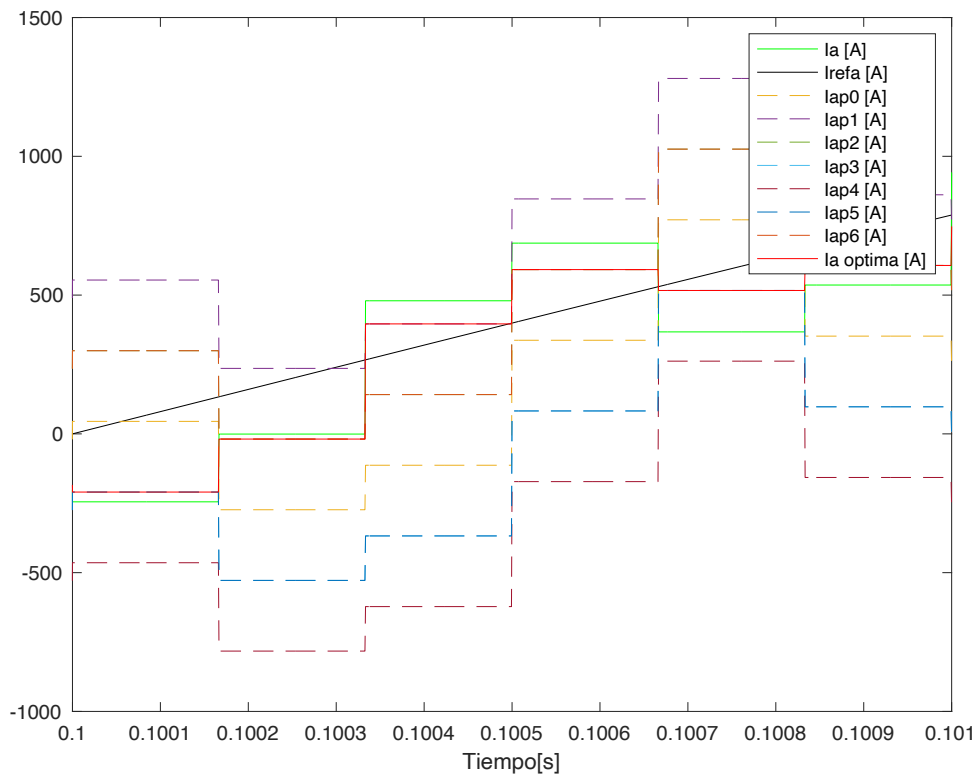


Figura 21. Análisis de la selección de estado de conmutación óptimo con compensación de la corriente de referencia y compensación del retraso T_m y compensación del retraso del filtro de corriente.

En segundo lugar, es analizado el caso en el que el retraso de computación, captación y comunicación suman un total de $241.6 \mu s$. A este retraso se le suma el del filtro de la corriente, por lo que la corriente tendría un desfase total de $506 \mu s$. Este retraso será tipificado como $3T_m + T_d$, siendo T_d $6 \mu s$. Al comparar los resultados obtenidos cuando se compensa el retraso del filtro y cuando no se hace, no se hallan mejoras significativas. En la Figura 22 puede verse el contenido armónico de la corriente en las dos situaciones. Al compensar el retraso de filtro el THD aumenta por lo que la corriente de salida de convertidor tendrá un mayor rizado.

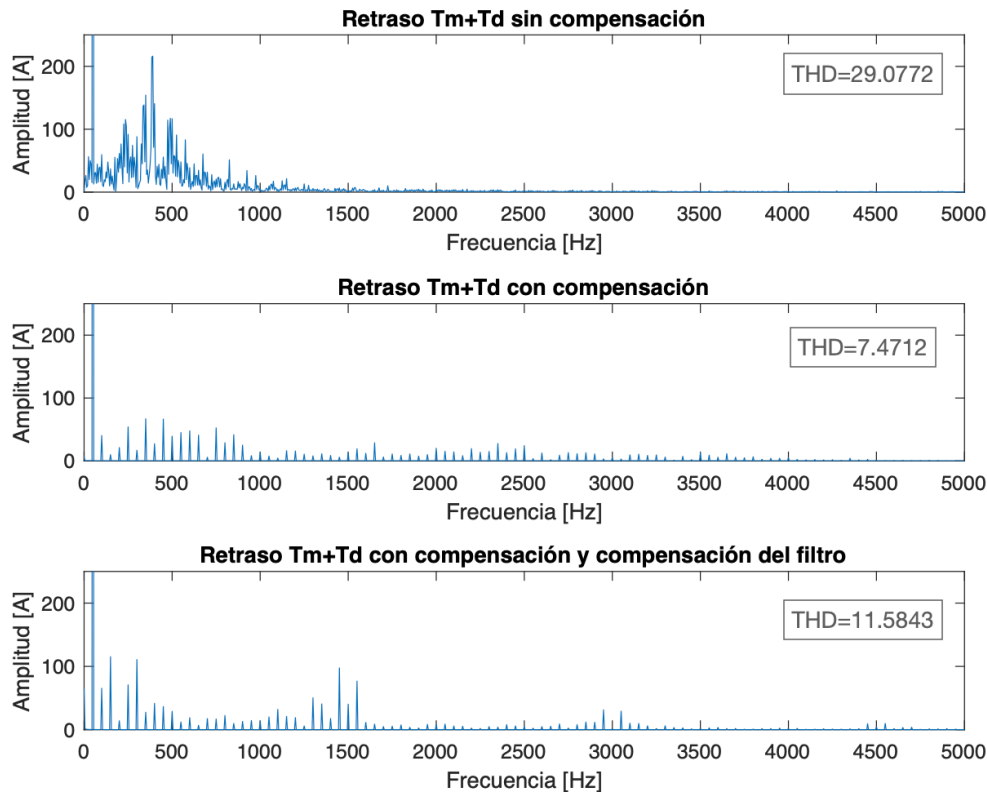


Figura 22. Contenido armónico de la corriente de la fase a con un retraso de T_m+T_d sin ninguna compensación, compensando el retraso de T_m+T_d y compensando el retraso de T_m+T_d y el del filtro de la corriente.

En la Figura 23 se observa como la predicción de las corrientes en el instante $k+1$ no es del todo precisa. Por lo tanto, la compensación del retraso del filtro de corriente no ha alcanzado el objetivo de mejora previsto. El error en la estimación de las corrientes supondrá un empeoramiento en la elección del estado de conmutación óptimo y por lo tanto, un mayor error de seguimiento de la referencia.

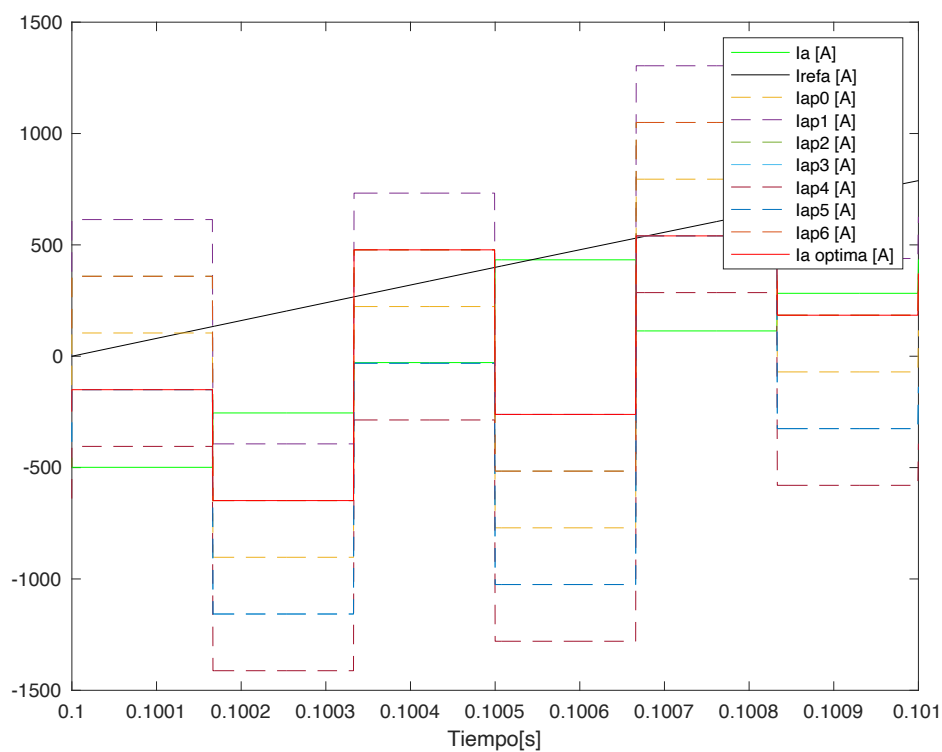


Figura 23. Análisis de la selección de estado de conmutación óptimo con compensación de la corriente de referencia y compensación del retraso T_m+T_d y compensación del retraso del filtro de corriente.

4. COMPARATIVA ENTRE EL CONTROL LINEAL Y EL PREDICTIVO

Como ha sido explicado en diversas ocasiones el control predictivo posee la capacidad de anticipar eventos futuros y tomar acciones de control en consecuencia. El control lineal, por el contrario, determina las acciones de conmutación basándose en acciones pasadas y carece de la capacidad de adelantarse a los hechos.

4.1. Diseño del control lineal

Para poder realizar la comparación entre el control lineal y el predictivo previamente habrá que diseñar el control lineal. Los parámetros del sistema fijados anteriormente se mantendrán, a excepción del tiempo de muestreo. En el control lineal se realiza la comparación entre las tensiones de control y la señal triangular. La señal triangular es generada a una frecuencia de conmutación, en este caso de 1000 Hz. Con el fin de optimizar el muestreo y el control en el control lineal la frecuencia de muestreo será el doble que la frecuencia de conmutación. De este modo al tener tres señales de control, las ordenes de disparo se actualizará 6 veces por periodo de conmutación como se muestra en la Figura 24. Por lo tanto, para realizar la comparación en igualdad de condiciones el control predictivo será muestreado a una frecuencia seis veces mayor que la de conmutación ya que supondremos que en el control predictivo únicamente conmuta una rama en cada periodo de muestreo. En resumen, la frecuencia de muestreo del control predictivo será de 6000 Hz como hasta ahora, y la del control lineal de 2000 Hz.

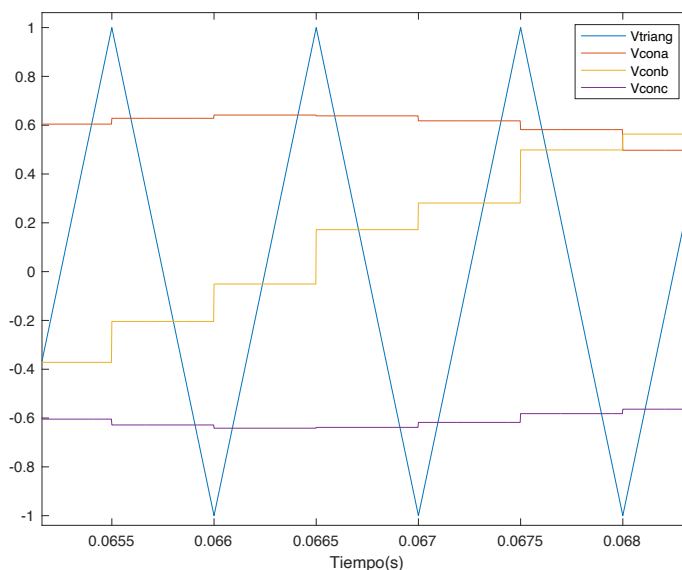


Figura 24. Tensiones de control de las tres fases y señal triangular para la modulación PWM.

Siguiendo el esquema de la Figura 25 es posible determinar la función de transferencia en lazo abierto del control (13). Esta función relaciona la respuesta del sistema con una señal de entrada, a través de un cociente. Además, a esta función habrá que añadirle el efecto del retraso debido al proceso de digitalización de las variables modelizado según la ecuación (14). Este modulo incluye el retraso de un periodo de muestreo debido al tiempo de cálculo, el muestreador y un retenedor de orden cero que modeliza el efecto de la PWM.

$$FT_{LA} = K_p \frac{T_n s + 1}{T_n s} \frac{1}{Ls} \frac{1}{\tau_{fi} s + 1} \quad (13)$$

$$G_m = e^{-T_m s} \frac{1 - e^{-T_m s}}{T_m s} \quad (14)$$

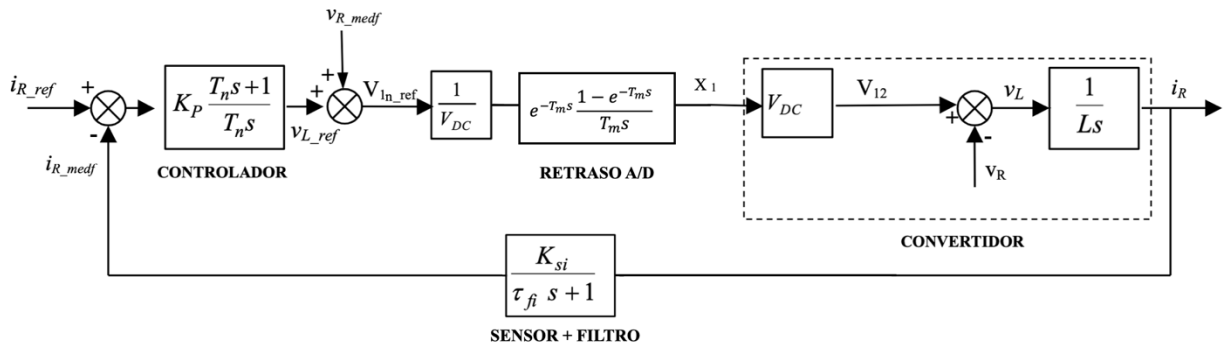


Figura 25. Esquema del control lineal de la corriente en lazo cerrado.

Los retrasos debidos al proceso de digitalización afectarán a la dinámica del control, puesto que al restar margen de fase exigirán una frecuencia de corte menor. Para ajustar el valor de la constante proporcional y el tiempo de acción integral del PI se definirá la frecuencia de corte a 400 Hz y el margen de fase será el máximo que se pueda conseguir sin perder la estabilidad del sistema. Por lo tanto, la ganancia proporcional (K_p) tendrá un valor de 1.1713 y el tiempo de acción integral (T_n) valdrá 0.011 segundos.

Por último, es necesario destacar que la perturbación de la red será compensada y será inyectado el tercer armónico con el fin de optimizar el control al máximo.

4.2. Resultados de la simulación

Una vez los parámetros del control lineal han sido definidos, se ha procedido a su simulación.

Analizando la respuesta dinámica de ambos controles presentada en la Figura 26, puede apreciarse una respuesta mas rápida por parte del control predictivo. El control lineal presenta un comportamiento más lento y la corriente queda notablemente desfasada con respecto la referencia. El desfase de la corriente respecto a la corriente de referencia que provoca el control lineal, supondrá así mismo un desfase respecto a la tensión de red. Por lo que el factor de potencia, relación entre la potencia activa y la potencia aparente, se verá alterado. En este caso, se está trabajando con un factor de potencia de 1, por lo que toda la potencia inyectada a la red se quiere que sea activa. Sin embargo, al tener ese desfase entre la corriente y la tensión en el caso del control lineal, no se estará cumpliendo la consigna de potencia activa requerida, ya que habrá una interacción de potencia reactiva entre el inversor y la red. Por lo tanto, la potencia activa inyectada a la red será inferior que la requerida.

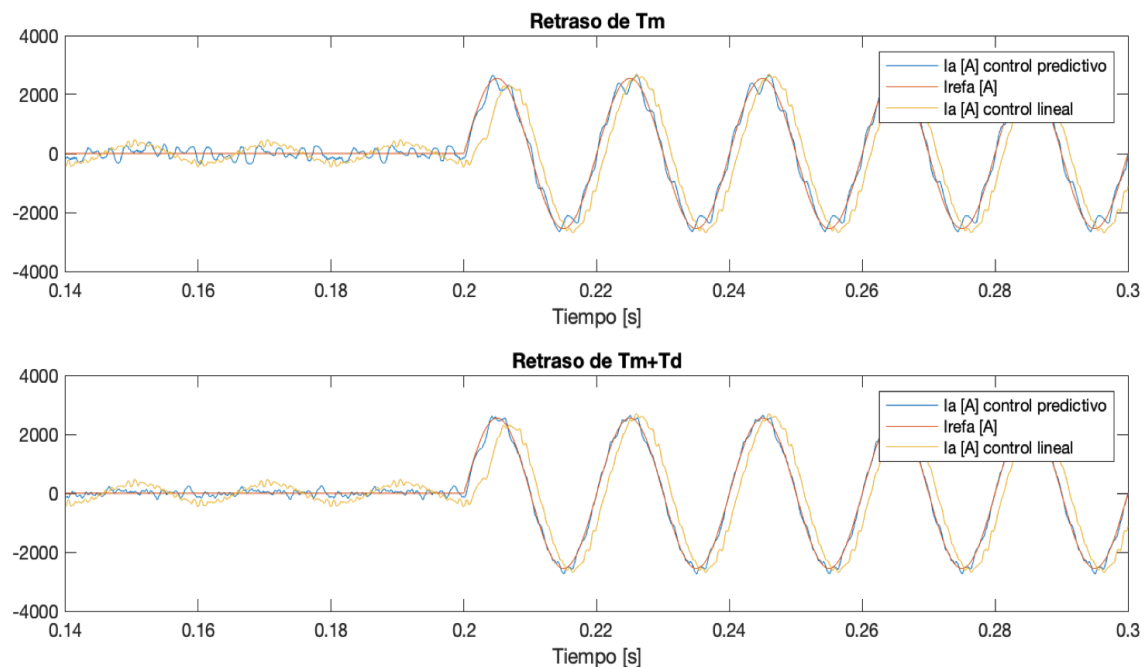


Figura 26. Comparación del comportamiento dinámico entre el control lineal y el predictivo.

Por otro lado, cabe destacar el comportamiento del control lineal frente a la referencia de 0A. Mientras el control predictivo presenta un rizado alrededor de la corriente de referencia el control lineal genera una corriente senoidal que se aleja considerablemente de la referencia. La razón de este suceso es el mal rechazo a la perturbación de la red. En la Figura 25 se observa que se está realizando una realimentación de la tensión de red, por lo que perturbaciones en la red tendrán un efecto negativo en el control. La ecuación (15) representa la relación entre la corriente del convertidor y la tensión de red, siendo representada por medio de un diagrama de Bode en la Figura 27. Por lo tanto, el valor pico de la corriente senoidal que se aprecia cuando la referencia es nula será de 48.09 A.

$$\frac{I_{conv}}{V_g} = \frac{\frac{1}{\tau_{fv}s + 1} - 1}{Ls + \frac{1}{\tau_{fi}s + 1} e^{-T_m s} \frac{1 - e^{-T_m s}}{T_m s} Kp \frac{T_n s + 1}{T_n s}} \quad (15)$$

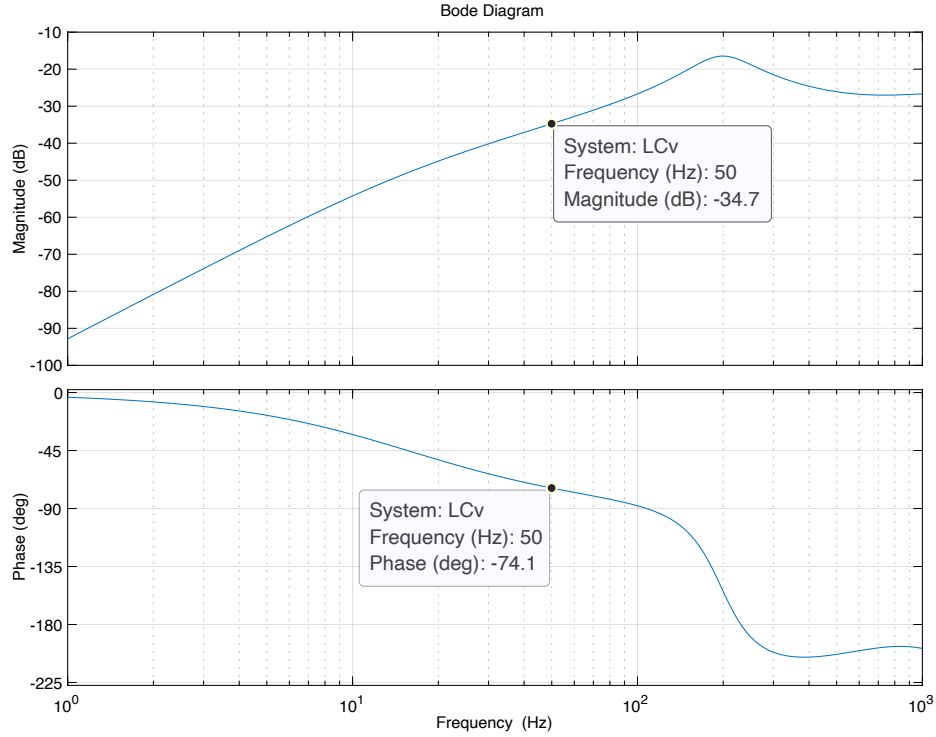


Figura 27. Diagrama de Bode de la perturbación de la red.

Otro aspecto que comparar es el contenido armónico. El control lineal posee un espectro armónico conocido. Como se muestra en la Figura 28 aparecen armónicos alrededor de la frecuencia de conmutación y van decayendo a medida que la frecuencia crece. Normalmente las cargas absorben corrientes simétricas por lo que no aparecen armónicos pares ni componente continua. Además, las cargas trifásicas suelen conectarse con tres hilos por lo que, en el caso de ser una carga equilibrada, no generan armónicos múltiplos de tres. Por lo tanto, los únicos armónicos que aparecen son: 5,7,11... Respecto al control predictivo su contenido armónico es aleatorio, lo que supondrá una desventaja a la hora de ser filtrado y a la hora de cumplir códigos de red. Por último, puede considerarse que la magnitud de armónicos en ambos controles es similar, logrando los dos un THD cercano a 6%.

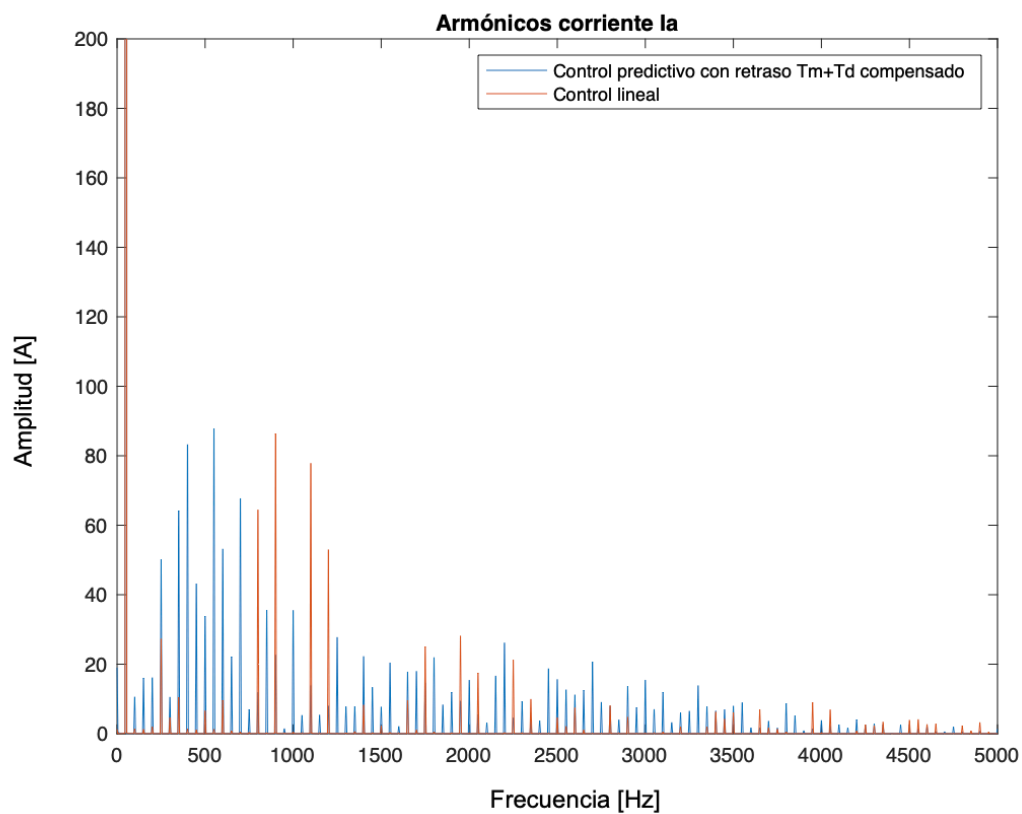


Figura 28. Comparación del contenido armónico entre en control lineal y el predictivo para un retraso de T_m+T_d compensado.

5. CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS

El trabajo presentado se ha centrado en estudiar la influencia de los retrasos y de la compensación de estos en el control predictivo de un inversor trifásico conectado a red. De este modo, se busca comprobar si la compensación de retrasos es beneficioso para la calidad del control.

Para ello, han sido analizados diferentes tiempos de retrasos, estudiando el comportamiento del control cuando estos retrasos son compensados o no. Se ha observado que al realizar la compensación, el contenido armónico total de las corrientes disminuye, mientras que la respuesta dinámica no sufre mejoras. Independientemente del valor de retraso y de si es múltiplo o no del tiempo de muestreo se logra estabilizar el contenido armónico a un valor constante, es decir, se consigue compensar todos los retrasos de computación, captación y comunicación.

Por otro lado, se ha realizado un estudio del efecto de los filtros de medida y la compensación de retrasos que introducen estos en el sistema de control. En este caso, sin embargo, no se han logrado conclusiones evidentes. Se ha visto que al filtrar las señales muestreadas el contenido armónico de las corrientes crece. No obstante, no se ha encontrado una clara relación entre el tiempo de retraso y el efecto del retraso del filtro. Además, realizando la compensación del filtro no se logra superar la calidad del contenido armónico cuando las señales muestreadas no son filtradas. Las conclusiones obtenidas en el estudio hacen decantarse por la eliminación de los filtros de medida, sin embargo, en la práctica estos serán necesarios debido a los ruidos externos que interfieren en el control. En un futuro cabe la posibilidad de completar el análisis estudiando el comportamiento del filtro de corriente en mayor profundidad y el efecto de este en el control.

Por último, al realizarse la comparación entre ambas técnicas de control podría concluirse que el control predictivo tiene un comportamiento considerablemente más rápido y preciso que el lineal. El principal motivo de esto es la capacidad del control predictivo de anticiparse a sucesos futuros mientras optimiza las acciones en el instante de tiempo actual. Por el contrario, su mayor defecto podría decirse que es el contenido armónico aleatorio que se produce en las corrientes. Los armónicos deberán ser filtrados antes de que la corriente sea inyecta en la red, por lo que la incapacidad de predecir los armónicos dificultará el filtrado. En definitiva, podría decirse que el control predictivo es capaz de competir con la técnica de control mas utilizada hoy en día.

REFERENCIAS

- [1] M. Alvarado, M.J. Lavilla y L. Muro, «Relevancia del sector Relevancia del sector eléctrico en el área eléctrico en el área económica europea,» *Partida Doble*, nº 208, pp. 88-101, Mar. 2009.
- [2] REN21, «Renewables 2020 Global Status Report,» 2020.
- [3] P. Cortes, J. Rodriguez, C. Silva, and A. Flores, «Delay Compensation in Model Predictive Current Control of a Three-Phase Inverter,» vol. 59, nº 2, Feb. 2012.
- [4] T. Geyer, *Model Predictive Control of High Power Converters and Industrial Drives*, Wiley, Nov. 2016, pp. 178-183.
- [5] O. M. Llerena, «Estrategias de optimización del control predictivo de un convertidor multinivel-NPC y su implementación en FPGA,» Universidad de Alcalá, Jul. 2017.